МАССОВАЯ РАДИО-БИБЛИОТЕКА

Д. А. КОНАШИНСКИЙ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

Таблица 1

Шкалы емкостей и рабочих напряжений бумажных конденсаторов постоянной емкости

Номинальные емкости		Рабочее напряжение, *в*					
		200		400		600	
		КБГ-И	КБГ-М	КБГ-И	КБГ-М	КБГ-И	КБГ-М
пкф	470	1	—	1	—	4	—
	1 000	1	—	2	—	4	—
	3 300	2	—	3	—	4	—
	4 700	3	—	4	—	5	—
	6 200	4	—	4	—	5	—
мкф	0,01	4	—	4	1	5	1
	0,015	4	—	5	1	5	1
	0,02	4	—	5	1	6	1
	0,025	5	1	5	1	6	1
	0,03	5	1	5	1	—	1
	0,04	5	1	6	2	—	2
	0,05	5	1	6	2	—	2
	0,07	5	1	—	2	—	3
	0,1	6	2	—	2	—	3
	0,15	—	2	—	2	—	3
	0,2	—	2	—	3	—	—
	0,25	—	2	—	3	—	—

Таблица 2

Конденсаторы постоянной емкости с керамическим диэлектриком

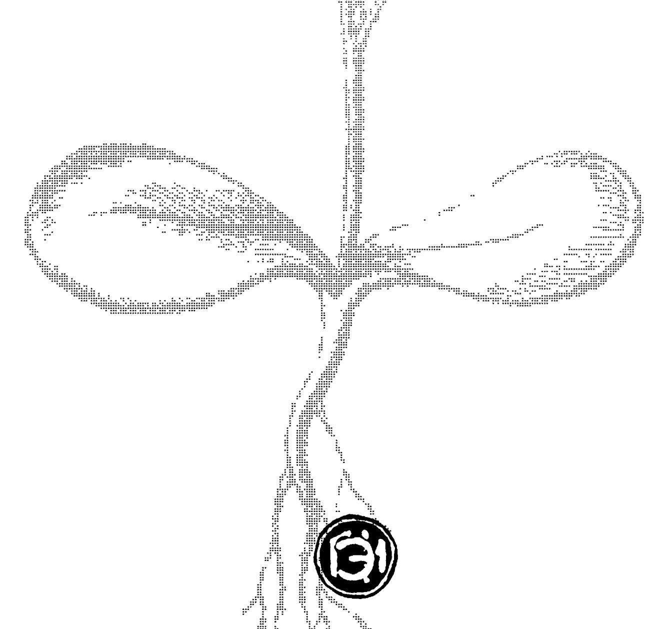
Шкала номинальных емкостей керамических конденсаторов, *пкф*								
1,0	4,5	8,0	16	32	62	120	240	470
1,5	5,0	9,0	18	36	68	130	270	510
2,0	5,5	10	20	39	75	150	300	560
2,5	6,0	11	22	43	82	160	330	620
3,0	6,5	12	24	47	91	180	360	680
3,5	7,0	13	27	51	100	200	390	750
4,0	7,5	15	30	56	110	220	430	

МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА
ПОД ОБЩЕЙ РЕДАКЦИЕЙ АКАДЕМИКА А. И БЕРГА

ВЫПУСК 26

Д. А. КОНАШИНСКИЙ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1949 ЛЕНИНГРАД

ЭС—2—3

В книге излагаются принципы работы простейших электрических фильтров нижних и верхних частот, полосовых и заградительных фильтров. Дается элементарный расчет этих фильтров. В последней части книги излагаются принципы работы и простейший расчет полосовых фильтров с настраивающимися контурами. Книга предназначена для подготовленных радиолюбителей.

Редактор *А. Д. Смирнов* Техн. редактор *А. Д. Чаров*

Сдано в пр-во 5/VII 1948 г. Подписано к печати 1/III 1949 г.
Объем $4^1/_2$ п. л. 4,3 уч.-авт. л. 38 020 тип. знаков в 1 печ. л.
А-03013 Тираж 30.000 Бумага $84\times108^1/_{32}$ Заказ 1189

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

I. ВВЕДЕНИЕ

Фильтры в широком смысле слова представляют устройства или аппараты, с помощью которых можно отделить друг от друга предметы, обладающие разными характеристиками. Механические фильтры, например, встречаются в нашей повседневной жизни почти на каждом шагу и стали для нас зачастую настолько заурядным явлением, что мы не задумываемся даже над тем, что тот или иной прибор или устройство есть не что иное, как фильтр. Возьмите, например, сито для просеивания муки, сетку для отделения кофейной гущи от жидкости, приборы для очистки воды — все это механические фильтры. Аналогичными механическим фильтрам являются фильтры электрические — устройства, которые применяются, когда в какой-нибудь электрической цепи, через которую проходят токи разных частот, желательно отделить токи одной частоты от токов другой частоты, задержать прохождение определенной полосы частот и предоставить другой полосе частот свободный путь. Почти безупречная работа современных лучших радиоустройств — передатчиков и приемников — является результатом широкого применения электрических фильтров как в силовой части, так и в высокочастотных и низкочастотных частях этих устройств.

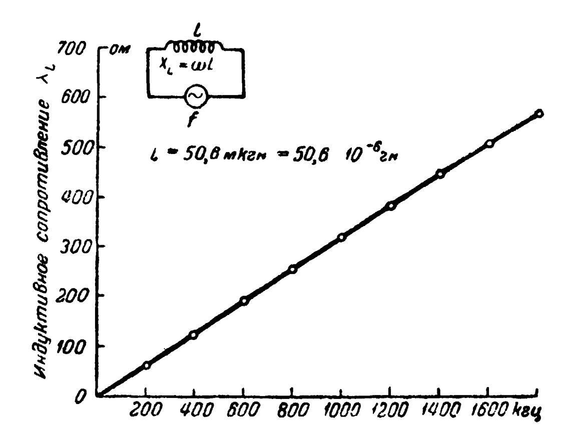
Хотя расчет некоторых сложных электрических фильтров является достаточно кропотливой задачей, но принцип работы фильтров нетрудно понять, если отчетливо представлять себе поведение простых электрических цепей при прохождении через них электрического тока разных частот. Поэтому наше изложение о работе фильтров мы начнем с рассмотрения именно этого вопроса.

Действие всех типов электрических фильтров основано на следующих четырех законах цепей переменного тока.

1. *Всякая индуктивность представляет значительно меньшее сопротивление прохождению через нее токов низкой ча-*

стоты или тока постоянного — постоянный ток можно рассматривать как ток переменный, частота которого равна нулю, — *чем для токов высокой частоты.*

В самом деле, из теории электротехники известно, что чистая индуктивность, т. е. катушка, не содержащая в себе никаких активных сопротивлений, обуславливающих в ней потерю мощности, представляет для проходящего через нее



Фиг. 1. Кривые изменения реактивного сопротивления индуктивности в зависимости от частоты:

кгц	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
X_L *ом*	0	64	128	191	256	318	381	445	508	572

переменного тока реактивное сопротивление, определяемое формулой

$$X_L = \omega L = 2\pi f L = 6{,}28 f L, \qquad (1)$$

где $\pi = 3{,}14$;

f — частота в (*гц*) проходящего через индуктивность тока;

L — величина индуктивности (в *гн*).

Когда частота f проходящего через индуктивность тока равна нулю, т. е. через индуктивность проходит постоянный ток, то $X_L = 6{,}28 \cdot 0 \cdot L = 0$ — индуктивное сопротивление катушки постоянному току равно нулю. По мере увеличения частоты пропорционально возрастанию последней будет увеличиваться и индуктивное или, как его называют, реактивное сопротивление катушки. Этот закон очень наглядно и просто можно иллюстрировать графически (фиг. 1). Такой вид кри-

вой изменения индуктивного сопротивления данной катушки в зависимости от частоты и показывает, что индуктивное сопротивление возрастет пропорционально увеличению частоты проходящего через данную катушку тока.

Фактически всякая катушка обладает некоторым активным сопротивлением, учитывающим все имеющие в ней место потери мощности: потери в меди провода, в изоляции каркаса, потери в окружающих катушку предметах и т. д. Это активное сопротивление R_L увеличивает полное сопротивление катушки и катушка теряет свои свойства чистой (идеальной) индуктивности. Но обычно у правильно рассчитанной и сконструированной катушки это активное сопротивление R_L в том диапазоне частот, для работы в котором она предназначена, очень мало по сравнению с ее реактивным сопротивлением X_L и потому в некоторых случаях им можно в первом приближении пренебрегать и считать, что данная катушка обладает только реактивным сопротивлением, как это и сделано при построении кривой фиг. 1. Но в некоторых случаях, в частности в фильтрах, даже и это очень небольшое активное сопротивление существенно влияет на условия работы фильтров. Учитывать это влияние сейчас мы не будем, так как это усложнило бы изложение вопроса, но в дальнейшем в своем месте мы укажем, в чем сказывается влияние активных сопротивлений элементов, составляющих электрический фильтр, на работу последних.

2. *Всякая емкость представляет значительно меньшее сопротивление прохождению через нее токов высокой частоты, чем токов низкой частоты, и полностью задерживает — «блокирует» — прохождение через нее постоянного тока.*

Из теории электротехники известно, что чистая емкость, т. е. конденсатор без потерь, представляет для проходящего через нее переменного тока реактивное емкостное сопротивление, которое выражается формулой

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{6{,}28 f C}, \qquad (2)$$

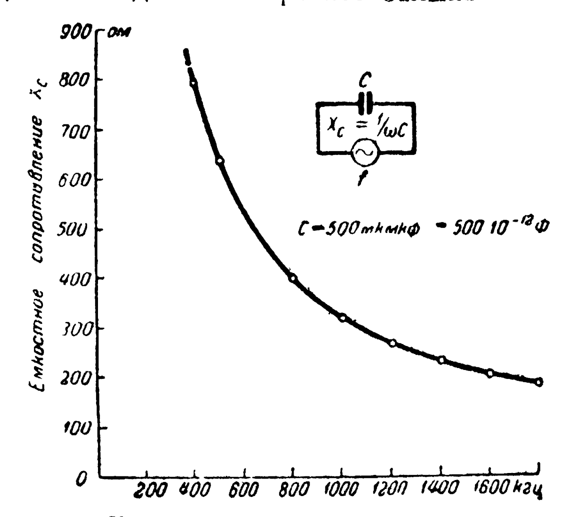
где $\pi = 3{,}14$;

f — частота (в *гц*) проходящего через емкость тока;

C — величина емкости (в *ф*).

Эта формула показывает, что емкостное реактивное сопротивление конденсатора изменяется обратно пропорционально частоте проходящего через него переменного тока. Когда частота проходящего через емкость тока наименьшая, т. е. равна

нулю ($f=0$), то $X_C=\frac{1}{2\pi\cdot 0\cdot C}=\infty$ (бесконечности), т. е. для постоянного тока емкость представляет бесконечно большое сопротивление или, другими словами, через емкость постоянный ток пройти не может. По мере увеличения частоты емкостное сопротивление конденсатора уменьшается и при бесконечно большой частоте оно равно нулю $\left(X_C=\frac{1}{2\pi\cdot\infty\cdot C}=0\right)$, т. е. представляет для нее короткое замыкание.



Фиг. 2. Кривая изменения реактивного сопротивления емкости в зависимости от частоты.

f кгц	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
X_C ом	∞	1 590	795	530	398	318	265	227	199	177

Как и в случае индуктивности, этот закон можно наглядно иллюстрировать графически (фиг. 2). Эта кривая наглядно показывает, что для постоянного тока сопротивление конденсатора бесконечно велико, а по мере увеличения частоты проходящего через него тока ёмкостное сопротивление данного конденсатора сначала резко, а затем все медленнее и медленнее уменьшается и при очень больших частотах становится ничтожно малым.

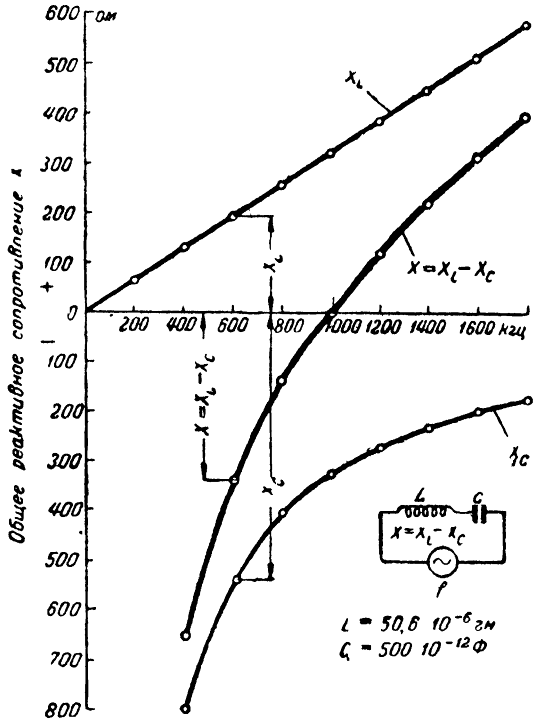
Всякий реальный конденсатор обладает некоторым активным сопротивлением, учитывающим все имеющие в нем место потери мощности. Это активное сопротивление R_C увеличивает полное сопротивление конденсатора. Но так как обычно это

сопротивление в том диапазоне частот, на работу в котором рассчитан данный конденсатор, очень мало по сравнению с реактивным емкостным сопротивлением X_C, то им можно пренебрегать и считать, что конденсатор обладает только чисто реактивным емкостным сопротивлением.

3 *Если электрическая цепь состоит из последовательно включенных источника переменного напряжения, индуктивности и емкости, то такая цепь представляет для токов резонансной частоты этой цепи и близких к ней частот очень малое сопротивление, а для токов всех других частот она оказывает большое сопротивление и тем большее, чем дальше мы отходим от резонанса.*

Из приведенных выше рассуждений о зависимости от частоты индуктивного и емкостного сопротивлений нетрудно видеть, что емкость и индуктивность ведут себя в отношении частот проходящего через них тока почти противоположным образом: сопротивление индуктивности с частотой возрастает, а сопротивление емкости уменьшается. Очевидно, что если эти два элемента — индуктивность и емкость — включить последовательно с источником напряжения, то создаваемые ими реактивные сопротивления будут действовать как бы навстречу друг другу. Поэтому можно сказать, что эти сопротивления имеют как бы противоположные знаки, т. е если одно из них принять за положительное, то другое нужно считать отрицательным Принято положительным сопротивлением считать индуктивное сопротивление, а отрицательным — емкостное. Так как емкостное сопротивление при низших частотах убывает гораздо быстрее, чем возрастает индуктивное, то общее реактивное сопротивление рассматриваемой цепи будет при увеличении частоты от нуля уменьшаться и при какой-то частоте эти сопротивления уравновесят друг друга, т. е. общее сопротивление цепи станет равно нулю. При дальнейшем увеличении частоты емкостное сопротивление будет уменьшаться медленнее, чем возрастать индуктивное, и общее сопротивление цепи будет вновь возрастать. В сказанном легко убедиться, если воспользоваться графиком фиг. 1 и 2 и построить кривую изменения общего сопротивления X цепи по формуле $X = X_L - X_C$. Для построения этого графика нужно из большого сопротивления вычитать меньшее и результат откладывать на соответствующих перпендикулярах к оси частот. Для удобства такого построения поступают следующим образом. Так как индуктивные и емкостные сопротивления имеют

противоположные знаки, то кривые сопротивлений X_l и X_C, приведенные на фиг. и 1 и 2, можно объединить на одном графике, откладывая (в одинаковом масштабе) значения X_L, как положительные, вверх от оси частот, а емкостные сопротивления X_C, как отрицательные, вниз от оси частот. Это сделано на фиг. 3. Тогда с помощью циркуля нетрудно



Фиг. 3. Кривая изменения общего реактивного сопротивления последовательного контура в зависимости от частоты:

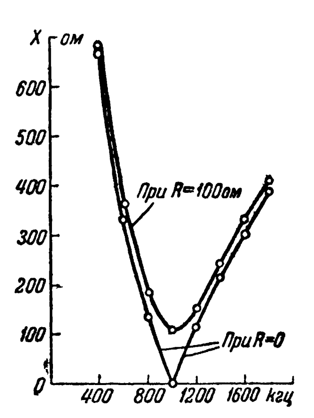
f кгц	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
X ом	∞	1 526	— 667	— 339	— 142	0	· 117	218	310	395

построить кривую общего реактивного сопротивления рассматриваемой нами цепи из последовательно включенных генератора, X_l и X_C. Берем в раствор циркуля для какой-нибудь частоты значение меньшего из двух сопротивлений при этой частоте и вычитаем его из большого сопротивления. Тогда оставшееся расстояние между найденной точкой и осью частот и будет изображать не только величину (в вы-

бранном масштабе) общего сопротивления, но и его знак. Такое построение показано на фиг. 3 для частоты 600 *кгц*.

Из кривой изменения общего реактивного сопротивления рассматриваемой цепи видно, что при частоте $f = 1\,000$ *кгц* это сопротивление равно нулю. Частота, при которой последовательно включенные индуктивное и емкостное сопротивления уравновешивают друг друга, т. е. когда $X_L = X_C$ или $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, называется *резонансной* частотой последовательного контура. При резонансной частоте $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ или $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ получается так называемый *резонанс напряжений* или *последовательный резонанс*, характеризующийся получаемыми при нем большими напряжениями на емкости и индуктивности, обычно значительно превышающими напряжение подключенного к цепи генератора.

Далее, из того же графика фиг. 3 видно, что в узкой полосе частот вблизи резонансной частоты контура общее реактивное сопротивление его мало и возрастает по мере ухода вправо и влево от резонанса. Это изменение общего реактивного сопротивления последовательного контура можно изобразить в виде кривой (при $R = 0$), показанной на фиг. 4, где значения сопротивлений X фиг. 3 отложены без соблюдения их знаков.



Фиг. 4. Другое изображение зависимости общего реактивного сопротивления последовательного контура в зависимости от частоты (по данным фиг. 3).

В случае действительных цепей из-за наличия в них сопротивлений потерь (активных сопротивлений) картина получается несколько иная. Всегда присутствующие в цепи или, как принято говорить, в контуре активные сопротивления, вносимые его катушкой и конденсатором, приводят к тому, что полное сопротивление Z последовательного контура не будет равно нулю даже при резонансной частоте — при резонансе полное сопротивление контура будет равно его суммарному активному сопротивлению, т. е. $Z = R_L + R_C$ и будет возрастать по мере ухода в ту или другую сторону от резонанса. Величина этого активного сопротивления сказывается на сте-

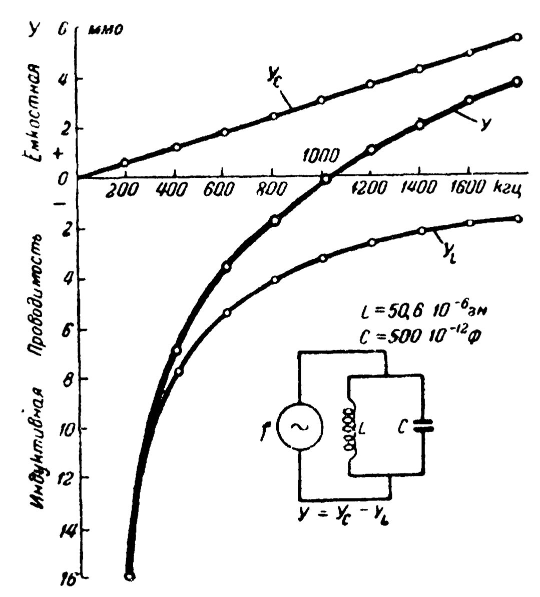
пени изменения полного сопротивления контура вблизи его резонансной частоты: чем больше это сопротивление, чем меньше добротность контура $Q=\frac{\omega_p L}{R}=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$, тем медленнее изменяется полное сопротивление контура, тем более расплывчатой около резонансной частоты получается кривая изменения полного сопротивления (кривая при $R = 100$ *ом*, фиг. 4). Другими словами, свойства идеального последовательного контура проявляются тем слабее, чем меньше его добротность.

4. *Если емкость и индуктивность включить параллельно друг другу и составленный таким образом контур включить последовательно с источником переменного напряжения, то этот контур будет представлять при его резонансной частоте для источника напряжения очень большое сопротивление и потому не будет пропускать через себя переменных токов резонансной и близких к ней частот, а все другие частоты будут встречать в нем небольшое сопротивление.*

В теории электротехники доказывается, что в случае параллельных цепей складываются не их сопротивления, а их проводимости, т. е. величины, обратные сопротивлениям их отдельных ветвей, а сопротивление параллельного контура равно обратной величине общей проводимости его. Пользуясь этим общим правилом, построим кривую изменения реактивного сопротивления параллельного контура, составленного из тех же элементов, из которых составлен рассмотренный нами выше последовательный контур. Параллельный контур показан на фиг. 5 справа внизу. Пользуясь кривой фиг. 1, построим кривую индуктивной или, как ее называют, реактивной—проводимости $Y_L=\frac{1}{X_L}=\frac{1}{2\pi fL}$, которую, как величину, обратную сопротивлению, будем считать отрицательной величиной. Из этой кривой видно, что при частоте $f=0$ проводимость $Y_L=-\infty$ и по мере увеличения f она уменьшается, стремясь к нулевому значению при очень большой частоте, так как при очень большой частоте сопротивление X_L очень велико. Аналогичным образом построим проводимость емкостной ветви реактивной проводимости контура $Y_C=\frac{1}{X_C}=2\pi fC$, которую мы считаем положительной. Из этой кривой видно, что при частоте $f=0$ проводимость этой ветви равна нулю и по мере увеличения f она возра-

стает, стремясь при очень большой частоте к бесконечно большому значению. Это и понятно, так как конденсатор, как мы уже говорили выше, постоянный ток ($f=0$) не пропускает, т. е. его проводимость для постоянного тока равна нулю; при очень больших частотах сопротивление конденсатора очень мало, т. е. проводимость очень велика.

Так как с увеличением частоты Y_L уменьшается, а Y_C возрастает, то, очевидно, при какой-то частоте они друг друга уравновесят, так как эти проводимости, как и соответ-



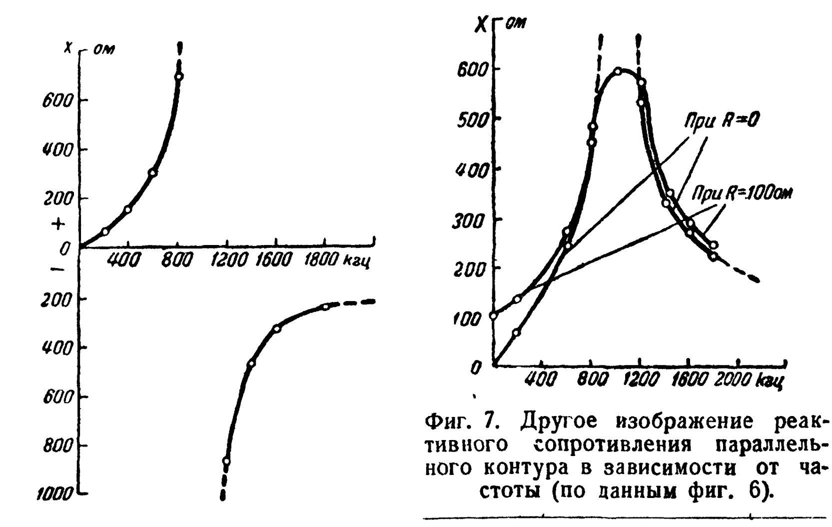
Фиг. 5. Кривые изменения реактивных проводимостей ветвей параллельного контура и его общей реактивной проводимости в зависимости от частоты:

f кгц	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
Y_L ммо	∞	15,6	−7,8	−5,3	−3,9	−3,14	−2,62	−2,24	−1,9	−1,8
Y_C ммо	0	0,63	1,3	1,9	2,5	3,14	3,76	4,4	5,0	5,7
Y ммо	∞	−14,97	−6,5	3,4	−1,4	0	1,14	2,16	3,1	3,9

ствующие им реактивные сопротивления, действуют друг другу навстречу. Та частота, при которой проводимости Y_L и Y_C уравновешивают друг друга и общая реактивная проводимость контура равна нулю. т. е. когда $Y_L = Y_C$ или $\frac{1}{\omega L} = \omega C$ или $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ или $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ носит название *ре-*

зонансной частоты параллельного контура, и получается так называемый *параллельный резонанс* или *резонанс токов*, характеризующийся большими токами в ветвях контура, во много раз превышающими питающий ток в его неразветвленной цепи.

Очевидно, резонансной частотой нашего параллельного контура будет частота 1 000 *кгц*. Эта частота совпадает с резонансной частотой рассмотренного нами выше последовательного контура. Так это и должно быть, так как рассматриваемый нами контур является тем же последовательным кон-



Фиг. 7. Другое изображение реактивного сопротивления параллельного контура в зависимости от частоты (по данным фиг. 6).

Фиг. 6. Кривая изменения реактивного сопротивления X параллельного контура в зависимости от частоты:

f *кгц*	0	200	400	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	1 800
$X = \frac{1}{Y}$ *ом*	0	67	153	296	715	∞	− 875	− 463	− 323	− 256

туром, но только источник напряжения подключен к нему параллельно, а не последовательно.

Кривую общей реактивной проводимости $У$ нашего контура легко построить из кривых Y_L и Y_C с помощью циркуля, аналогично тому, как мы строили кривую общего сопротивления последовательного контура. Из этой кривой (кривая $У$ на фиг. 5) видно, что, начинаясь с больших отрицательных значений при низших частотах, эта проводимость постепенно уменьшается, при частоте 1 000 *кгц* проходит через нуль и затем вновь возрастает, но уже с противоположным знаком.

Как уже указывалось выше, реактивное сопротивление параллельного контура равно величине, обратной общей реактивной проводимости его, т. е. $X = \frac{1}{Y}$. Находя для каждой частоты соответствующие значения $\frac{1}{Y}$ и откладывая их на графике с соблюдением их знаков, получим график, представленный на фиг. 6. Как и следовало ожидать, это сопротивление, начинаясь при $f=0$ с нуля, с увеличением частоты сначала медленно, а затем все более резко возрастает и при частотах, близких к резонансной, стремится к очень большим значениям, становясь в нашем случае идеального — без потерь — контура равным при резонансной частоте $f_p = 1\,000$ *гц* бесконечно большому значению. После этого она меняет свой знак и вновь уменьшается сначала резко, а потом все медленнее, приближаясь при очень больших частотах к нулю. Это и понятно, так как при низких частотах проводимость контура определяется в основном только проводимостью его индуктивной ветви, которая в этом случае очень велика, а чем больше проводимость, тем меньше сопротивление, которое носит в этом случае индуктивный характер (проводимость отрицательна); при высоких частотах получается такая же картина, только там основную роль играет проводимость емкости, и потому сопротивление носит емкостный характер (проводимость положительна).

Кривая изменения реактивного сопротивления параллельного контура может быть представлена и в виде кривой (при $R = 0$), показанной на фиг. 7, которая еще более наглядно показывает, что при частотах, близких к резонансу, реактивное сопротивление контура очень велико, а при резонансной частоте становится бесконечно большим. Это говорит о том, что параллельный контур представляет для резонансной и близких к ней частот очень большое сопротивление. Эти частоты он как бы «блокирует», задерживает, пропуская беспрепятственно частоты, лежащие вне пределов резонансной частоты.

Такова картина изменения сопротивления идеального параллельного контура, т. е. контура без потерь Но поскольку всякий реальный контур содержит некоторое активное сопротивление, эквивалентное потерям мощности в контуре, картина изменения его полного сопротивления частотой существенно меняется. Прежде всего наличие в параллельном контуре потерь сказывается в том, что его полное сопротивление

при резонансной частоте не будет равно бесконечно большому значению; оно будет иметь, правда, хотя и очень большое, но все же определенное конечное значение (кривая при $R = 100$ *ом*, фиг. 7), зависящее как от величины сопротивления потерь в контуре, так и от соотношения значений реактивных элементов — индуктивности и емкости — контура. Это полное сопротивление $Z_в$ контура при резонансе, которое носит в этом случае активный характер, будет тем больше, чем меньше сопротивление R потерь контура и чем больше отношение индуктивности L к емкости C контура, т. е. чем больше так называемая *характеристика контура* $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$. Другими словами, $Z_в$ тем больше, чем больше добротность контура Q. Попутно отметим, что характеристика контура ρ также носит характер активного сопротивления и измеряется, как всякое сопротивление, в омах.

Наличие потерь в контуре сказывается, кроме того, на том, что изменение $Z_э$ вблизи резонанса происходит менее резко, т. е. спад ветвей кривой полного сопротивления происходит вблизи резонансной частоты более плавно и ветви кривой полного сопротивления отходят от резонансной частоты тем дальше, кривая расширяется тем больше, чем больше потери в контуре (фиг. 7). Другими словами, свойства идеального параллельного контура проявляются тем слабее, чем меньше его добротность.

Наконец, наличие потерь в контуре несколько изменяет и значение его резонансной частоты в ту или иную сторону от идеального случая в зависимости от соотношения этих потерь в ветвях контура Другими словами, для одного и того же реального контура резонансная частота в случае последовательного резонанса и параллельного резонанса не будут уже совпадать друг с другом и разница между этими резонансными частотами будет тем больше, чем больше суммарные потери, чем больше сопротивление потерь в контуре.

Итак мы видим, что подбором соответствующих значений емкостей и индуктивностей и составлением из них тех или иных цепей или комбинаций этих цепей можно обеспечить — в идеальном случае — желаемое фильтрующее действие их на токи разных частот в любой степени, обеспечить срез или пропускание любых частот. Фактически такого идеального фильтрующего действия получить нельзя из-за влияния всегда присутствующего в элементах электрических цепей активного сопротивления. Правда, эти активные сопротивления сами по

себе не обладают никакими фильтрующими свойствами, так как они оказывают одинаковое действие на проходящие через них токи любых частот и не оказывают решающего влияния на то, какие частоты будут данной цепью задерживаться, а какие через нее будут проходить свободно. Но активные сопротивления определяют собой *остроту, степень фильтрующего действия* той или иной электрической цепи, от величины этих активных сопротивлений зависит резкость разграничения между пропускаемыми и задерживаемыми частотами: чем меньше потери в цепи, тем более резкой получается эта граница. Конечно, на практике стремятся приблизиться к идеальной фильтрации и сделать эту границу возможно более резкой. Поэтому все элементы, составляющие фильтры, должны обладать возможно меньшими потерями, возможно большей добротностью. Последнее достигается не только качеством самих элементов, но и их взаимным влиянием друг на друга и на соседние элементы, т. е. тщательным и продуманным монтажом фильтрующих устройств. Нужно отметить, что современное состояние технологии производства деталей электрических цепей вполне удовлетворительно решает задачу создания конденсаторов, очень близко подходящих под понятие идеальных, т. е. конденсаторов с очень малыми потерями, и основным источником потерь в фильтрующих устройствах являются катушки индуктивности. Создание катушек индуктивности с малыми потерями при разумных габаритных размерах в настоящее время также достигло значительного успеха благодаря применению специальных конструкций для них и применению магнитодиэлектриков для их сердечников, дающих возможность изменять значения индуктивностей катушек в относительно широких пределах без внесения в них заметных потерь. Но все же в основном именно катушки индуктивности определяют добротность контура.

Разобранные выше простые электрические цепи, по существу, являются уже фильтрами, так как каждая из них вполне определенным образом реагирует на прохождение через них токов той или иной частоты. Но практически эти фильтры неудовлетворительны ввиду их слабо проявленной избирательности. Поэтому применяются для целей фильтрации более или менее сложные комбинации из этих простых цепей, проявляющие себя более эффективно в подавлении нежелательных частот или, как говорят, обладающих большей *крутизной среза частот*.

Имеется четыре основных класса фильтров:

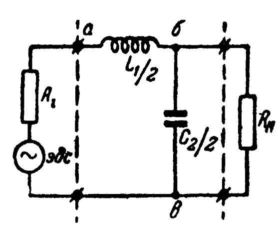
1) фильтры *нижних* частот;
2) фильтры *верхних* частот·
3) *полосовые* фильтры;
4) *заграждающие* фильтры.

Рассмотрим каждый из этих классов фильтров в отдельности с указанием областей применения их, приведением их основных характеристик и элементарных расчетов. Необходимо отметить при этом, что при выводе основных соотношений для фильтров в теории их делается обычно ряд упрощений. Считается, что: 1) фильтры являются *пассивными*, т. е. не содержат в своих цепях никаких источников э. д. с. и электронных ламп; 2) величина индуктивностей катушек в фильтрах не зависит ни от частоты проходящего через них тока, ни от его величины (последнее относится к случаю катушек с магнитным сердечником); 3) между отдельными элементами фильтра не существует ни магнитной, ни емкостной связей; 4) активные сопротивления всех элементов фильтрующих цепей равны нулю, т. е. в этих цепях не происходит поглощения энергии; 5) выход, равно и вход фильтра нагружены равными по величине чистыми активными сопротивлениями, т. е. сопротивлениями без индуктивности и емкости.

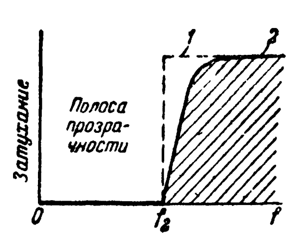
2. ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ

Фильтры нижних частот предназначаются для пропуск. токов всех частот (и в том числе тока нулевой частоты, т. еа постоянного тока), лежащих ниже определенной, заранее намеченной частоты — так называемой *частоты среза* или *граничной частоты*. В то же время фильтры этого класса должны задерживать, отсекать токи всех частот выше частоты среза. Схема простейшего Г-образного фильтра нижних частот представлена на фиг. 8, где $R_н$ — активное сопротивление нагрузки, равное внутреннему сопротивлению R_i генератора. Как видно из этой схемы, индуктивность $L_1/2$ фильтра включена в линию последовательно, а его емкость $C_2/2$ включена между проводами линии, т. е. параллельно нагрузке. Если мы вспомним поведение индуктивности и емкости в цепи переменного тока, то нам станет вполне ясно и действие этого фильтра. Проходящие в линии токи нижних частот встретят со стороны индуктивности $L_1/2$ небольшое сопротивление и пройдут через нее дальше к нагрузочному сопротивлению $R_н$, ответвляясь в емкость $C_2/2$

лишь в очень малой степени, так как последняя представляет для токов низкой частоты большое сопротивление. Токи же верхних частот задерживаются индуктивностью, поскольку она представляет для них большое сопротивление, а те токи верхних частот, которые все же будут пропущены индуктивностью, ответвляются, главным образом, в емкость $C_2/2$, которая представляет для них малое сопротивление. Само собой очевидно, что это шунтирующее действие емкости $C_2/2$ будет зависеть не только от величины ее сопротивления для тех или иных частот, но и от соотношения между этим сопро-



Фиг. 8. Г-образный фильтр нижних частот, включенный на нагрузку $R_н$ и источник э. д. с.



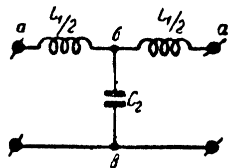
Фиг. 9. Частотная характеристика фильтра низких частот.

1 — характеристика идеального фильтра; 2 — характеристика реального фильтра.

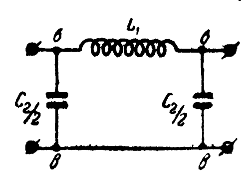
тивлением и сопротивлением нагрузки, включенного, как и конденсатор, между проводами линии. Чем больше сопротивление X_C емкости $C_2/2$ для данной частоты по сравнению с нагрузочным сопротивлением $R_н$, тем большая часть тока этой частоты ответвится в нагрузку $R_н$, и наоборот. Если, например, X_C для данной частоты будет равно $R_н$, то ток этой частоты распределится между конденсатором и нагрузочным сопротивлением поровну, и в результате фильтрующее действие устройства значительно снизится. Поэтому, как мы увидим дальше, величина нагрузочного сопротивления фильтра не может быть взята произвольной, она должна быть связана вполне определенными соотношениями со значениями L_1 и C_2 данного фильтра. Аналогичным образом при заданном значении нагрузочного сопротивления $R_н$ величины L_1 и C_2 фильтра должны быть выбраны в соответствии с величиной $R_н$.

Описанное действие фильтра нижних частот, как и всякого фильтра, характеризуется так называемой *частотной характеристикой фильтра,* приведенной на фиг. 9. По горизонтальной оси откладываются в возрастающем порядке часто-

ты, а на перпендикулярах к ней — так называемое *затухание фильтра* на соответствующих частотах, которое представляет собой логарифм отношения напряжения или тока на входе фильтра к тем же величинам на его выходе. Заштрихованная часть графика соответствует непропускаемым фильтром частотам (*полоса запирания*), а диапазону пропускаемых фильтром частот соответствует незаштрихованная часть графика (*полоса прозрачности фильтра*). Из частотной характеристики фильтра видно, что затухание в данном фильтре равно нулю для всех частот, начиная с нулевой частоты (постоянный ток) вплоть до частоты среза f_2, выше которой за



Фиг. 10. Однозвенный Т-образный фильтр нижних частот.



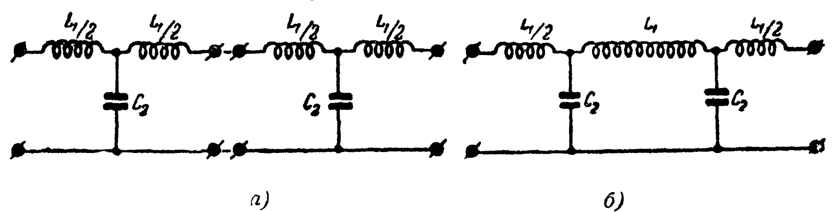
Фиг. 11. Однозвенный П-образный фильтр нижних частот.

тухание в случае идеальных фильтров резко, а в реальных фильтрах постепенно возрастает, так как для токов с частотой выше частоты среза индуктивность представляет уже большое сопротивление, а емкость начинает их заметно шунтировать.

Рассмотренный тип фильтра нижних частот не является единственным. Большее применение имеют симметричные схемы фильтров, к которым принадлежат так называемые Т-образные и П-образные схемы, обладающие лучшими фильтрующими свойствами. Т-образные и П-образные фильтры легко получаются из рассмотренной Г-образной схемы. Если к точкам *б*, *в* этого фильтра подключить второй такой же фильтр (с теми значениями $L_1/2$ и $C_2/2$) так, чтобы точки *б* и *в* одного совместились с аналогичными точками *б* и *в* другого, то получим Т-образную схему фильтра нижних частот (фиг. 10), где емкость C_2 представляет собой сумму двух параллельно включенных одинаковых по величине емкостей $C_2/2$ каждая. Если же эти фильтры подключить друг к другу так, чтобы совместились их точки *а*, то получим П-образную схему фильтра нижних частот (фиг. 11), где индуктивность L_1 представляет собой сумму двух последовательно включенных одинаковых по величине индуктивностей $L_1/2$ каждая.

Работа П-образного фильтра аналогична работе Т-образного фильтра и разница между этими фильтрами заключается только в том, что в П-образном фильтре имеется две емкости, каждая из которых равна емкости Г-образного звена и которые включены по обеим сторонам индуктивности, а в Т-образном фильтре — две индуктивности, каждая из которых равна индуктивности Г-образного звена и которые включены по обеим сторонам емкости. Полные же значения индуктивности и емкости в Т- и П-образных фильтрах остаются одними и теми же.

Приведенные схемы фильтров нижних частот не обеспечивают достаточной крутизны среза или быстрого нараста-



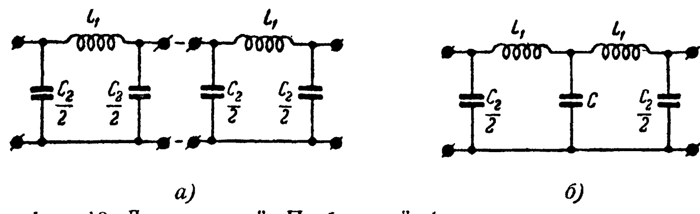
Фиг. 12. Двухзвенный Т-образный фильтр нижних частот.

ния затухания за граничной частотой, хотя каждый из этих типов фильтров действует в отношении качества фильтрации много лучше, чем если бы цепь состояла только из индуктивности или только из емкости. Крутизна среза фильтра зависит не только от потерь в его цепях, но также и от числа звеньев фильтра. Чем больше число звеньев, тем эффективнее действие фильтра. Число звеньев в фактически применяемых фильтрах определяется, с одной стороны, обеспечением желаемой крутизны среза, а с другой стороны, — стоимостью устройства. Два звена в большинстве случаев вполне удовлетворяют предъявляемым к фильтрам требованиям, а зачастую оказывается достаточным и одного звена. Три звена применяются в очень редких случаях.

Многозвенные фильтры составляются последовательным включением однозвенных фильтров с одинаковыми характеристиками. На фиг. 12,*а* показано составление двухзвенного Т-образного фильтра из двух однозвенных фильтров того же типа и с одинаковыми характеристиками. Так как индуктивности в середине фильтра включены последовательно, то их можно заменить одной индуктивностью L_1, равной сумме двух индуктивностей, равных каждая $\frac{L_1}{2}$. В резуль-

тате получается часто применяемая двухзвенная схема Т-образного фильтра (фиг. 12, *б*). Аналогичным образом можно составить Т-образную схему фильтра нижних частот из любого числа звеньев, нужно только помнить, что конечные индуктивности Т-образного фильтра имеют величины, вдвое меньшие каждой из серединных индуктивностей, которые предполагаются между собой равными.

Аналогичным образом составляют и многозвенные П-образные фильтры. На фиг 13,*а* показано составление двухзвенного П-образного фильтра нижних частот. Так как емкости в середине фильтра включены параллельно друг другу, то их можно заменить одной емкостью C_2, равной сумме двух емкостей, равных каждая $C_2/2$. В результате получается часто применяемая двухзвенная схема П-образного фильтра



Фиг 13. Двухзвенный П-образный фильтр нижних частот.

(фиг 13,*б*) Подобным образом можно составить П-образную схему фильтра нижних частот из любого числа звеньев, нужно только помнить, что конечные емкости П-образного фильтра имеют величины, вдвое меньшие каждой из серединных емкостей, которые предполагаются между собой равными.

Если фильтры не имеют потерь (в виде сопротивлений или утечек), то оба типа разобранных фильтров нижних частот обладают совершенно одинаковым фильтрующим действием Но ввиду присущих фильтрам потерь каждый тип фильтров не будет подавлять задерживаемых ими частот полностью — к полному подавлению их можно приближаться только увеличением числа звеньев в фильтрах. В то же время каждый тип фильтра вызывает некоторое затухание частот и в полосе прозрачности. т е наличие потерь делает все явления более последовательными, более плавными, округляя кривые и сглаживая углы. Будет ли фильтр Т-образный или П-образный, зависит от удобств его применения. Обычно в тех случаях, когда желательно получение на выходе фильтра большего постоянства напряжения, независимо от условий

работы выхода фильтра, предпочтительнее применять Т-образные фильтры. Если же речь идет о поддержании в нагрузке при ее изменении большего постоянства тока, предпочтительнее применять П-образные фильтры. Конечно, это является только общим правилом, так как в каждом отдельном случае условия работы фильтра определяются рядом совершенно других факторов. Но сумма всех индуктивностей и емкостей, входящих в оба типа фильтров, всегда должна быть при одном и том же числе звеньев одинаковой.

3. РАСЧЕТ ФИЛЬТРОВ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Как мы указывали выше, точка частотной характеристики фильтра, в которой начинается подъем затухания, называется точкой среза. Расчет фильтра и состоит в определении значений индуктивности L_1 и емкости C_2, обеспечивающих получение этой точки среза при заданной граничной, критической частоте f_2. Кроме того, определяется и число звеньев, необходимое для получения нужной крутизны среза. Для фильтров нижних частот как Т-, так и П-образных значения емкостей (в *мкф*) и индуктивностей (в *гн*) для получения среза на заданной частоте f_2 определяются формулами

$$L_1 = \frac{R}{\pi f_2} = \frac{0{,}318R}{f_2}\ гн, \qquad (1)$$

$$C_2 = \frac{10^6}{\pi f_2 R} = \frac{318\,000}{f_2 \cdot R}\ мкф, \qquad (2)$$

$$f_2 = \frac{1\,000}{\pi \sqrt{L_1 C_2}} = \frac{318}{\sqrt{L_1 C_2}}\ гц. \qquad (3)$$

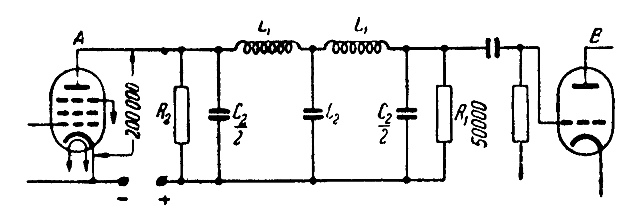
Обозначения L_1 и C_2 соответствуют обозначениям на фиг. 8—13.

Входящая в приведенные выше формулы величина R представляет собой сопротивление нагрузки фильтра, т. е. сопротивление цепи, на которую включается фильтр. Как мы уже отмечали выше, теория фильтров предполагает, что вход и выход фильтра нагружены равными по величине активными сопротивлениями. Фильтр будет работать удовлетворительно только в том случае, если R равно так называемому *характеристическому сопротивлению фильтра*, которое может быть принято приблизительно равным $\rho = 1\,000\sqrt{\frac{L_1}{C_2}}$ *ом*, где L_1 выражено в *гн*, а C_2 — в *мкф*. Это характеристическое сопротивление фильтра имеет активный

характер и не зависит от числа его звеньев, а зависит только от соотношения составляющих фильтр индуктивностей и емкостей. Так как нагрузка, имеющая характер реактивного сопротивления и не равная R, расстраивает работу фильтра, то задача расчета любого фильтра состоит не только в подборе соответствующих L_1 и C_2, определяющих частоту среза, но и согласования нагрузки фильтра с его характеристическим сопротивлением. Если известны сопротивления источника э. д. с., работающего на фильтр, сопротивление входа фильтра и его нагрузки, то одно из них принимается за характеристическое сопротивление фильтра. Если известно только одно из этих сопротивлений, то оно принимается за характеристическое сопротивление фильтра, а остальные величины подгоняются к этому характеристическому сопротивлению или, как принято говорить, *согласуются* с ним. Как производится это согласование сопротивлений, видно из нижеследующего примера.

Пример расчета фильтра нижних частот

На сетку усилительной лампы A (фиг. 14) поступает напряжение, содержащее радио и звуковые частоты. Необходимо разделить эти частоты после лампы A и подать на сетку лампы B для усиления только низкие частоты. Задаемся частотой среза $f_2 = 20\,000$ *гц* (предел звуковой



Фиг. 14. Схема к примеру расчета фильтра нижних частот.

слышимости). Внутреннее сопротивление R_i лампы предполагаем равным 200 000 *ом*. Сопротивление связи R_1, которым заканчивается фильтр (нагрузка фильтра), равно 50 000 *ом*. Выбрав тип фильтра, рассчитать его.

Допустим, что мы остановились на П-образном типе фильтра. Так как нагрузка фильтра $R_1 = 50\,000$ *ом*, то и сопротивление на входе фильтра также должно быть 50 000 *ом*. Так как на входе фильтра включена лампа A с внутренним сопротивлением $R_i = 200\,000$ *ом*, то, чтобы уменьшить это сопротивление до 50 000 *ом*, нужно параллельно лампе A включить сопротивление R_2, величина которого найдется из закона параллельного включения сопротивлений, т. е.

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_2}$$

или

$$\frac{1}{50\,000} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{200\,000},$$

откуда

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{50\,000} - \frac{1}{200\,000} = \frac{3}{200\,000}$$

или

$$R_2 = \frac{200\,000}{3} = 66\,666 \text{ ом.}$$

После уравнивания входного и выходного сопротивлений можно определить по приведенным выше формулам и элементы самого фильтра, т. е. L_1 и C_2. Из формул (1) и (2) находим:

$$L_1 = \frac{0{,}318R}{f_2} = \frac{0{,}318\cdot 50\,000}{20\,000} \approx 0{,}8 \text{ гн},$$

$$C_2 = \frac{318\,000}{f_2R} = \frac{318\,000}{20\,000\cdot 50\,000} = 0{,}00032 \text{ мкф}.$$

Проверим, чему равно характеристическое сопротивление фильтра. Согласно формуле (3) находим.

$$\rho = 1\,000\sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = 1\,000\sqrt{\frac{0{,}8}{0{,}00032}} = 1\,000\sqrt{\frac{80\,000}{32}} = 50\,000 \text{ ом}.$$

Так как характеристическое сопротивление фильтра равно входному и выходному сопротивлениям фильтра, то фильтр согласован с нагрузкой.

Емкости входного и оконечного конденсаторов должны быть каждая равны $\frac{1}{2}C_2$, т. е. 0,00016 *мкф*.

Приведенный расчет фильтра предполагает, что сопротивление нагрузки во всей полосе пропускания частот равно характеристическому сопротивлению фильтра. Такого идеального согласования на практике достигнуть очень трудно, но к нему нужно всячески стремиться, т. е. нагрузочные сопротивления должны выбирать не зависящими, по возможности, от частоты. Это в одинаковой мере относится и к элементам фильтра. Кроме того, в случае катушек с магнитным сердечником индуктивность их не должна меняться от величины проходящего по ней тока — это достигается, как известно, введением в стальной сердечник воздушного зазора. Необходимо также катушки экранировать или так их расположить, чтобы была исключена возможность магнитной связи между ними. Что же касается самих величин L_1 и C_2, определенных по расчету, то практически не всегда возможно подобрать точно рассчитанные значения. Поэтому поступают следующим образом. Подбирают из имеющихся в продаже

катушек и конденсаторов наиболее приближающиеся к расчетным значениям и пересчитывают фильтр на эти подобранные значения L_1 и C_2 и определяют, насколько велико получается расхождение между заданными условиями и результатами, полученными из пересчета. Если это расхождение невелико — порядка нескольких процентов, то можно примириться с несколько ухудшенными условиями работы фильтра. В противном случае необходимо изменить сопротивление связи и фильтр рассчитать заново.

Теоретическая приближенная частотная характеристика фильтра может быть построена с помощью кривой и соответствующей формулы, приведенных в приложении. Совпадение теоретической и реальной частотной характеристик получается вполне удовлетворительным, если добротность Q_L катушек индуктивностей фильтра, в основном определяющая его работу, равна или больше 25—30, что в большинстве случаев и имеет место на практике.

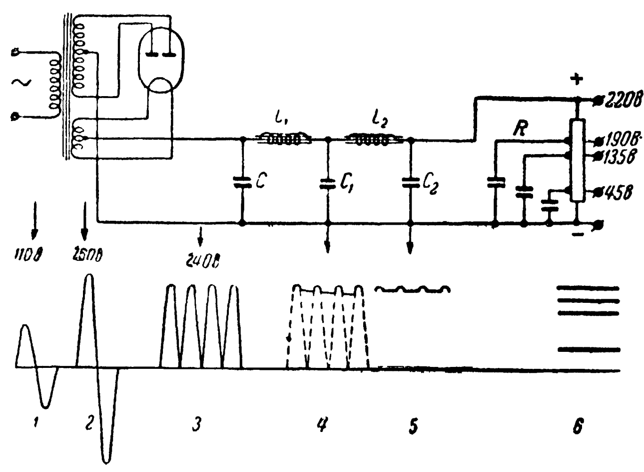
4. ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ В ЦЕПИ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Из разнообразного применения фильтров нижних частот в различных областях электро- и радиотехники мы рассмотрим только применение их в выпрямителях.

Включаемый в цепь выхода выпрямителя фильтр для сглаживания пульсаций, по существу, является также фильтром нижних частот, так как он должен пропускать только ток нулевой частоты, т. е. постоянную составляющую выпрямленного тока, и задерживать все его переменные составляющие.

Работа выпрямителя с таким фильтром показана на фиг. 15. Переменное напряжение *1* сети подводится к трансформатору, вторичная обмотка которого повышает это напряжение до рассчитанной величины *2* и подает его на аноды выпрямительных ламп. Проходящий при этом в анодной цепи ток имеет пульсирующий характер *3*. Если током такой формы питать радиоприемник, то в телефоне или в громкоговорителе будет слышен «фон» — тон с частотой пульсаций анодного тока выпрямителей (в схеме фиг. 15 наиболее сильно будет проявляться частота, равная двойной частоте тока, питающего первичную обмотку трансформатора). Чтобы уничтожить этот мешающий приему фон, к приемнику должна быть подведена только постоянная составляющая выпрямленного тока, все же его переменные составляющие должны быть задержаны. Эту задачу может выполнить фильтр ниж-

них частот. Постоянная составляющая будет проходить через индуктивности дросселя всегда в одном направлении, так как через емкости фильтра она пройти не может. Переменные же составляющие через индуктивности проходить не будут, так как они представляют для переменных токов достаточно большое сопротивление, а будут замыкаться через емкости, представляющие для них малое сопротивление (при надлежащих, конечно, их величинах). Для получения хорошо



Фиг. 15. Двухполупериодная выпрямительная схема с кенотроном, с конденсаторным входом, двухзвенным сглаживающим фильтром и стабилизующим сопротивлением.

сглаженного выпрямленного тока достаточно применение двухзвенного фильтра.

Если взять, например, индуктивности порядка 20—30 *гн* каждая (для чего индуктивности должны быть со стальным сердечником) и емкости порядка 4—8 *мкф* каждая, то частота среза такого фильтра получается порядка 20 *гц*, т. е. все частоты выше 20 *гц* таким фильтром пропускаться не будут, в частности, не будет проходить и наиболее мощная частота в 100 *гц* и практически все линейные шумы.

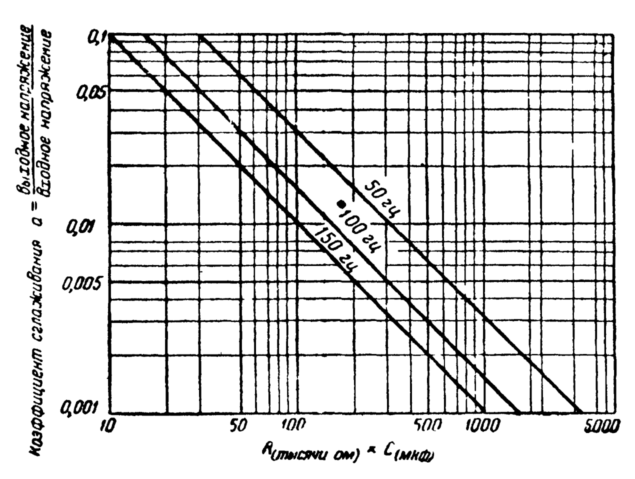
Вообще говоря, расчет сглаживающего фильтра даже в очень упрощенном виде задача достаточно сложная, так как функции этого фильтра сводятся не только к фильтрации пульсаций. Конденсатор *C*, например, является в то же время и регулятором величины выпрямленного напряжения, так

как во время зарядки он поглощает пульсации выпрямленного тока и отдает этот заряд обратно в линию в то время, когда напряжение на нем падает. Конденсатор C_1 является собственно конденсатором, поглощающим пульсации тока, хотя и ослабленные дросселем L_1, но все же через него просочившиеся. На третьем конденсаторе C_2 практически пульсаций нет и он всегда находится в полностью заряженном состоянии. Этот конденсатор играет роль как бы резервуара тока, поддерживающего всегда выходное напряжение фильтра постоянным, даже если потребляемый устройством, питаемым выпрямителем, ток почему-либо будет редко изменяться, например, во время резкого увеличения приходящих к приемнику сигналов (выкрики) Все эти обстоятельства должны учитываться при полном расчете фильтра

Рассмотренный тип сглаживающего фильтра называется фильтром с конденсаторным входом Но может применяться для целей сглаживания и фильтр с индуктивным входом (конденсатор C на фиг. 15 отсутствует). Сглаживающий фильтр с конденсаторным входом дает при прочих равных условиях выход постоянного тока с более высоким напряжением, чем фильтр с индуктивным входом. Но он требует, чтобы выпрямительная лампа могла безопасно пропускать большие пики тока, необходимые для зарядки конденсатора C. Следовательно, при данной лампе фильтр с конденсаторным входом может обеспечить вообще меньший нагрузочный ток без риска повреждения этой лампы В тех случаях, когда такие пики тока могут оказаться вредными для выпрямительной лампы, как, например, для газотронов, сглаживающий фильтр должен начинаться с индуктивности Поэтому в приемниках, всегда требующих для питания сравнительно небольшой ток, применяются фильтры с конденсаторным входом и в качестве выпрямительных ламп применяются кенотроны В передатчиках, которые требуют для питания больших токов, в качестве выпрямительных ламп применяются газотроны, а так как они боятся перегрузки (толчков тока), то в этом случае применяются сглаживающие фильтры с дроссельным входом

Иногда в качестве сглаживающего фильтра в выпрямительных схемах применяется только один конденсатор C Применение только одного такого конденсатора, шунтирующего выход выпрямителя, является целесообразным только лишь при малых нагрузках, например, для питания электронных осциллографов, где коэффициент сглаживания a напря-

жения может не превышать примерно 1%. Величина емкости C в этом случае зависит от нагрузочного сопротивления R, включаемого параллельно конденсатору C, и от частоты этих пульсаций и может быть найдена либо по формуле C (*мкф*) $= \frac{318\,000}{fR}$, где f — частота пульсаций (в *гц*) выпрямленного тока, R — сопротивление нагрузки (в *ом*), либо из графика фиг. 16, на которой линия, обозначенная 50 *гц*, относится к полупериодному выпрямлению, линия, обозначенная 100 *гц*,— к двухполупериодному выпрямлению, и линия 150 *гц* —

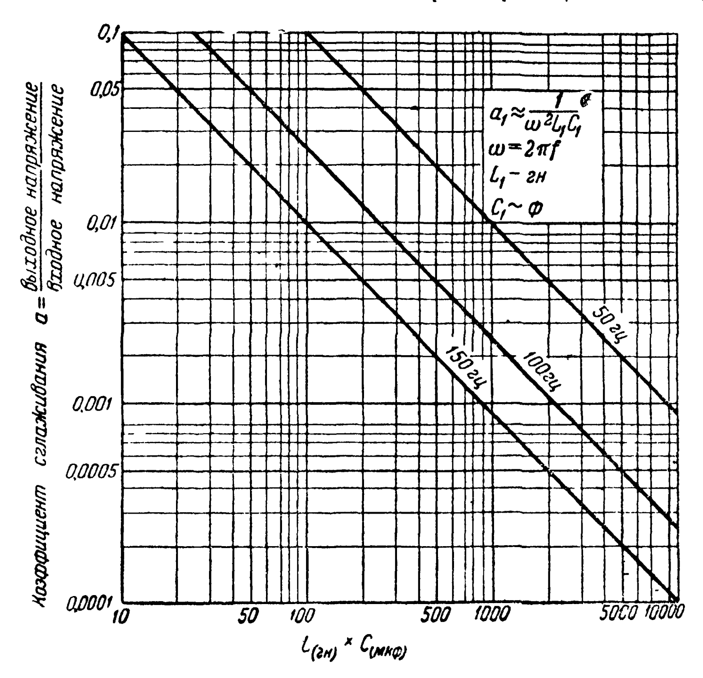


Фиг. 16. График расчета элементов сглаживающего фильтра из сопротивления и емкости.

к трехфазному выпрямлению. Найденное по графику значение емкости *нужно увеличить в 2 раза*. Пользование графиком пояснено в нижеследующем примере.

Пример. Двухполупериодный выпрямитель дает постоянное напряжение 300 *в* при выпрямленном токе 5 *ма*. Коэффициент сглаживания пульсаций $a = 1\%$ ($a = 0{,}01$). Найти необходимую емкость C фильтра. Определяем нагрузочное сопротивление $R = \frac{300}{5 \cdot 10^{-3}} = 60 \cdot 10^{3}$ *ом*. По графику находим, что двухполупериодному выпрямлению (100 *гц*) при $a = 0{,}01$ произведение R (тыс.) $\times$ C (*мкф*) $= 160$, откуда $C = \frac{160}{60} = 2{,}7$ *мкф*. Следовательно, необходимая в нашем случае емкость равна $2 \times 2{,}7 = 5{,}4$ *мкф* или практически 5 *мкф*.

В случае сглаживающего фильтра с индуктивным входом для определения необходимых значений L и C можно пользоваться графиком фиг. 17, аналогичным графику фиг. 16. В случае однозвенного сглаживающего фильтра график фиг. 18 дает непосредственно произведение LC (соответствующее произведению из L_1C_1 фиг. 15) для данного коэффициента сглаживания a. Если же фильтр двухзвенный, как



Фиг. 17. График расчета элементов сглаживающего фильтра из индуктивности и емкости.

показано на фиг. 15, то для каждого звена находят отдельные значения произведений для данных коэффициентов сглаживания каждого фильтра (a_1 для L_1C_1 и a_2 для L_2C_2), и результирующий коэффициент сглаживания a равен произведению из a_1 и a_2, т. е. $a = a_1 a_2$. Если звенья одинаковы, то, очевидно, что $a = a_1^2$.

В радиолюбительской практике в настоящее время применяется обычно двухполупериодное выпрямление (кенотроны с двумя анодами, например 5Ц4), так что для расчета сглаживающего фильтра нужно пользоваться прямой, обо-

значенной на графике фиг 17 100 *гц*. Фон практически не будет прослушиваться на выходе приемника, если результирующий коэффициент сглаживания a лежит в пределах 0,0005—0,0001 (0,05%—0,01%). Если принять даже $a = 0{,}05\%$, то из графика фиг. 17 следует, что в случае одного звена фильтра произведение LC (при 100 *гц*) должно быть порядка 5 000, при двух же звенном фильтре, как это обычно на практике и применяется, из одинаковых звеньев произведение из LC каждого фильтра должно составлять лишь около 110. Это видно из того, что коэффициент сглаживания каждого звена должен в этом случае равняться $a_1 = \sqrt{a} = \sqrt{0{,}0005} \approx 0{,}023$, чему и соответствует произведение $LC \approx 110$. Отсюда следует, что для получения хорошего сглаживания при одном звене потребуются слишком большие и, следовательно, дорогие и неэкономичные индуктивности и емкости, в то время как при двухзвенном фильтре это достигается сравнительно легко.

Приведенный метод расчета применим и к фильтрам с конденсаторным входом, если за пульсации на входе фильтра принять пульсацию на конденсаторе C фиг. 15.

Между прочим из предыдущих рассуждений как будто следует, что сглаживающее действие фильтра зависит только от произведения LC, безразлично, каковы значения в отдельности будут для L и C. Но это не совсем так. Имеется в каждом отдельном случае минимальное значение L_1 (индуктивности первого звена), ниже которого итти нельзя. Назначение индуктивности — поддерживать в цепи фильтра ток, когда выпрямительная лампа тока не пропускает. Если L_1 слишком мало, то конденсатор будет полностью разряжаться в полупериоды разряда, требуемые от лампы пики тока для новой зарядки конденсатора будут велики и напряжение на нагрузке будет сильно меняться. Расчет показывает, что минимальное или *критическое* значение индуктивности первого звена фильтра при однополупериодном выпрямлении равно $L_{1кр} \approx \frac{R_э}{23}$, а при двухполупериодном выпрямлении $L_{1кр} \approx \frac{R_э}{940}$. Здесь $R_э$ — сопротивление эффективной нагрузки выпрямителя, состоящее из полезной нагрузки $R_н$, равной частному от деления напряжения на выходе фильтра на ток в нагрузке, сопротивления $R_{др}$ дросселя, сопротивления $R_{тр}$ трансформатора выпрямителя и сопротивления R_i самого

выпрямительного элемента. Все эти величины зависят от мощности выпрямительной установки и в каждом отдельном случае могут быть подсчитаны. Для радиолюбительской практики в среднем можно принять $L_{1кр}$ равном примерно 8—10 *гн.* На практике берут L_1 фильтра порядка 20—30 *гн.* А отсюда уже определяется и емкость звена фильтра как частное от деления произведения LC на L. Обычно емкости в каждом звене фильтра составляют 4—8 *мкф,* что обеспечивает при двухзвенном фильтре результирующий коэффициент сглаживания порядка 0,04%. В качестве одного из дросселей сглаживающего фильтра может быть использована подмагничивающая катушка электродинамического громкоговорителя, но по целому ряду причин эта катушка работает менее удовлетворительно и даже может послужить — если не принять соответствующих мер — причиной появления добавочного фона.

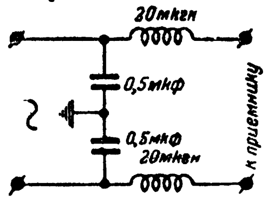
Наконец, работу выпрямителя можно еще дальше улучшить, если его включить не непосредственно, скажем, на приемник, а на добавочное нагрузочное сопротивление R (фиг. 16), которое еще больше стабилизирует напряжение на выходе фильтра при разных нагрузках, предупреждает появление перенапряжений на конденсаторах фильтра при включении его на небольшую нагрузку и, кроме того, оно может служить делителем напряжения для подачи его на разные цепи приемника, не потребляющие больших токов (экранирующие сетки и т. п.). Помимо этого это сопротивление будет разряжать конденсаторы фильтра при выключении приемника. Величина этого сопротивления должна быть достаточно большой, чтобы создаваемая им дополнительная нагрузка на выпрямитель не была бы заметно большой, не больше 5—10% от тока, потребляемого всем приемником. Практически оно может составлять 100 000—500 000 *ом.*

Чтобы при использовании этого сопротивления в качестве делителя напряжения для питания разных цепей одного и того же приемника избежать вредного взаимодействия между этими цепями, каждый участок сопротивления должен быть шунтирован достаточно большой емкостью (порядка микрофарады). Эти емкости, помимо того что они способствуют дальнейшей стабилизации и фильтрации выпрямленного напряжения, образуют вместе с шунтируемыми ими сопротивлениями так называемые *развязывающие* фильтры.

Необходимо отметить, что рассчитанный правильно сглаживающий фильтр может не дать желаемых результатов,

если его неправильно смонтировать. Если, например, дроссели фильтра включить в минусовый провод выпрямленного напряжения и этот провод заземлить (последнее обычно и делается), то пульсация выпрямленного напряжения может пройти к нагрузке помимо дросселей через емкость между вторичной обмоткой трансформатора выпрямителя и землей, в результате чего на нагрузке появится фон. Поэтому дроссели рекомендуется включать только в положительный провод выпрямленного напряжения. Далее, необходимо так располагать в установке дроссели и силовой трансформатор, чтобы свести к минимуму их взаимную связь, вызываемую их магнитными потоками Обычно наилучшее расположение деталей выпрямителя определяется опытным путем.

В заключение изложения фильтров нижних частот укажем, что они применяются в качестве устройств, заглушающих помехи от различных посторонних шумов электрического происхождения (промышленных помех). Одна из эффективных схем подобного рода приведена на фиг. 18 и действие ее не требует пояснений. Фильтры низких частот находят применение и в ламповых радиопередатчиках, где они не должны допускать в цепь антенны высших гармонических тока, вырабатываемого ламповым генератором В силу еще некоторых дополнительных функций, выполняемых такими фильтрами («промежуточными контурами»), их расчет несколько отличен от изложенного выше. Но все разнообразные применения фильтров нижних частот и их расчеты не могут быть здесь приведены.

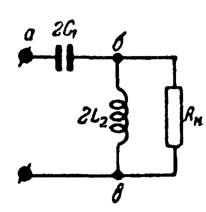


Фиг. 18. Простейший фильтр промышленных помех

5. ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

Фильтры верхних частот предназначаются для пропускания токов всех частот, лежащих выше определенной, заранее намеченной частоты — *частоты среза* или *граничной частоты*, и в то же время они должны задерживать, срезать все частоты, лежащие ниже частоты среза. Схема простейшего Г-образного фильтра верхних частот представлена на фиг. 19. Проходящие через цепь, в которую включен фильтр, токи верхних частот встречают во включенной в нее емкости $2C_1$ сравнительно меньшее сопротивление, чем сопротивление, которое представляет для них включенная па-

раллельно в линию индуктивность $2L_2$. Следовательно, в эту цепь они будут ответвляться лишь в незначительной степени и в значительно большей степени пройдут через нагрузочное сопротивление $R_н$ фильтра. Что же касается нижних частот, то здесь явления протекают в обратном порядке: емкость $2C_1$, если она выбрана надлежащей величины, представляет для них очень большое сопротивление, и она поэтому их будет задерживать. Индуктивность же для нижних частот представляет очень небольшое сопротивление и поэтому все же прошедшие через $2C_1$ низкие частоты будут ею замыкаться. Само собой понятно, что шунтирующее действие индуктивности $2L_2$ на токи верхних частот будет зависеть не только от величины ее сопротивления для тех или иных частот, но и от соотношения между величинами этого сопротивления и сопротивления нагрузки $R_н$, включенного параллельно $2L_2$. Чем меньше индуктивное сопротивление X_L индуктивности для данных частот, тем большая часть тока этих частот будет ответвляться в индуктивность и тем меньшая часть их будет поступать в нагрузочное сопротивление, и наоборот. Поэтому и в случае фильтра верхних частот, как и в случае фильтра низких частот, величины C_1 и L_2 фильтра должны быть согласованы с нагрузочным сопротивлением $R_н$ фильтра.

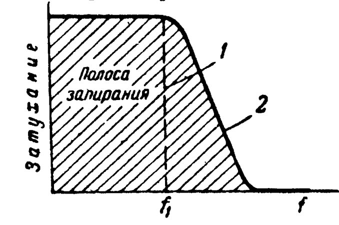


Фиг. 19. Г-образный фильтр верхних частот, включенный на нагрузку $R_н$.

Частотная характеристика фильтра верхних частот приведена на фиг. 20. Как и в случае фильтров нижних частот, заштрихованная площадь на фигуре соответствует полосе задерживаемых фильтром частот. Из характеристики видно, что для всех частот, начиная с нулевой и до частоты среза f_1, затухание их имеет определенное значение, а начиная с частоты среза оно в случае идеального фильтра сразу спадает до нуля, пропуская свободно все частоты, лежащие выше f_1 В реальном фильтре верхних частот это затухание спадает постепенно и скорость этого спада зависит от потерь в фильтре и числа его звеньев, как и в случае фильтров нижних частот. Чем больше потери в элементах фильтра, тем менее резко проявляется граница между полосой прозрачности фильтра и полосой задерживания.

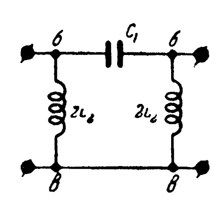
Как и в случае фильтров нижних частот, большее распространение получили симметричные схемы фильтров верхних

частот Т-образного и П-образного типов. Если к Г-образному фильтру (фиг. 19) подключить второй такой же фильтр так, чтобы совместить их аналогичные точки *а* и *б*, то получим Т-образную схему фильтра верхних частот (фиг. 21), где индуктивность L_2 представляет собой сумму двух параллельно включенных одинаковых по величине индуктивностей $2L_2$ каждая Если же эти фильтры подключить друг к другу так, чтобы совместились их аналогичные точки *а*, то получим схему П-образного фильтра верхних частот (фиг. 22), где C_1 представляет собой сумму двух последовательно включенных одинаковых по величине емкостей $2C_1$ каждая. Работа П-образного фильтра верхних частот аналогична работе Т-образного фильтра этих же частот и разница между этими филь-



Фиг. 20. Частотная характеристика фильтра верхних частот.
1 — идеальный фильтр; 2—реальный фильтр.

Фиг. 21. Однозвенный Т-образный фильтр верхних частот.

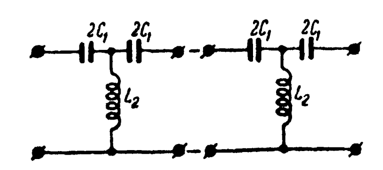


Фиг. 22. Однозвенный П-образный фильтр верхних частот.

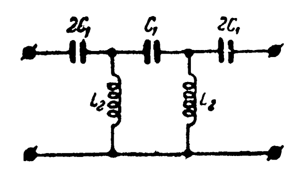
трами заключается только в том, что П-образный тип фильтра имеет на входе и выходе индуктивности, а Т-образный тип — емкости. Полные значения индуктивности и емкости в Т- и П-образных фильтрах остаются одними и теми же.

Рассмотренные схемы фильтров верхних частот не обеспечивают достаточной крутизны среза или достаточно быстрого спада затухания после граничной частоты, хотя каждый из них действует в отношении фильтрации значительно лучше, чем если бы цепь состояла только из емкостей или индуктивностей. Как и в случае фильтров нижних частот, крутизна среза зависит не только от потерь, но и от числа звеньев фильтра. Чем больше число звеньев, тем эффективнее действие фильтра при прочих равных условиях. Обычно два звена удовлетворяют предъявляемым к фильтрам верхних частот требованиям. Двухзвенный фильтр можно получить, включив последовательно или два Т-образных или два П-образных звена фильтров, конечно, если характеристики их одинаковы. В первом случае (фиг. 23) внутренние емко-

сти, включенные последовательно друг с другом, можно заменить одной результирующей емкостью C_1 и в результате получаем практическую схему двухзвенного Т-образного фильтра верхних частот (фиг. 24). Добавляя таким же образом третье звено, составляется трехзвенный фильтр и т. д., нужно только помнить, что конечные емкости Т-образного

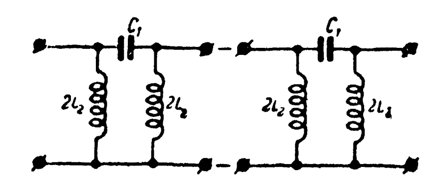


Фиг. 23. Последовательное включение двух звеньев Т-образного фильтра верхних частот.

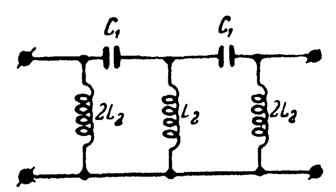


Фиг. 24. Практическая схема двухзвенного Т-образного фильтра верхних частот.

многозвенного фильтра верхних частот всегда в два раза больше его серединных емкостей. Во втором случае (фиг. 25) индуктивности внутри фильтра, включенные друг относительно друга параллельно, можно заменить одной результирующей индуктивностью L_2 и в результате получается практическая схема двухзвенного П-образного фильтра верхних частот (фиг. 26). Аналогичным образом можно составить П-образный фильтр верхних частот из любого числа звеньев, помня, что конечные индуктивности многозвенного фильтра всегда в два раза больше его серединных индуктивностей.



Фиг. 25. Последовательное включение двух звеньев П-образного фильтра верхних частот.



Фиг. 26. Практическая схема двухзвенного П-образного фильтра верхних частот.

Все, что было сказано выше относительно влияния потерь в фильтре нижних частот на их характеристику, в одинаковой мере относится и к фильтрам верхних частот. При отсутствии потерь оба типа фильтров обладают одинаковым фильтрующим действием. Наличие потерь закругляет характеристику фильтра, делая все процессы в нем более плавными, и результирующее затухание многозвенного фильтра

не будет пропорционально числу звеньев, а растет медленнее их числа. Но какой бы тип фильтров ни применялся, сумма всех емкостей и индуктивностей, входящих в фильтр, при одном и том же числе звеньев остается одинаковой.

6. РАСЧЕТ ФИЛЬТРОВ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

Как и в случае фильтров нижних частот, расчет фильтров верхних частот заключается в определении точки среза или граничной частоты, которая зависит от значений емкостей и индуктивностей, составляющих звено данного фильтра. Необходимые значения C_1 и L_2 как для Т-образных, так и П-образных фильтров для получения заданной частоты среза f_1 определяются следующими формулами:

$$L_2 = \frac{R}{4\pi f_1} = \frac{0{,}0796R}{f_1}, \qquad (4)$$

$$C_1 = \frac{10^6}{4\pi f_1 R} = \frac{79\,600}{f_1 R}, \qquad (5)$$

$$f_1 = \frac{796}{\sqrt{L_2 C_1}}, \qquad (6)$$

где L_2 — в *гн*; C_1 — в *мкф*; f_1 — в *гц*; R — в *ом*.

Что касается величины R, то она является сопротивлением нагрузки фильтра. Как и в случае фильтра нижних частот, оно должно быть равно характеристическому сопротивлению фильтра $\rho = 1\,000\sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$ *ом* (L_2 — в *гн*, C_1 — в *мкф*). Если R не равно ρ, то, чтобы избежать расстройки фильтра, R должно быть согласовано с ρ. Равно и входное сопротивление фильтра также должно быть равно ρ или согласовано с ним. В обоих случаях R должно носить характер активного сопротивления.

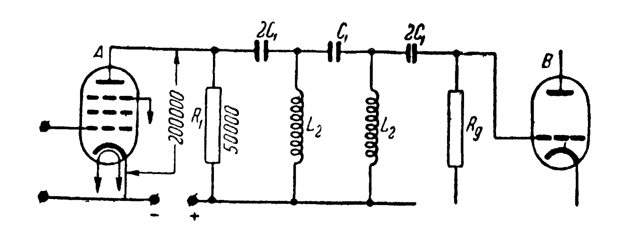
В качестве иллюстрации пользования приведенными выше формулами рассчитаем фильтр, предназначенный для пропускания верхних и задержания нижних частот.

Пример. Между двумя лампами усилителя высокой частоты включен фильтр верхних частот (фиг. 27). К лампе A подводятся колебания, содержащие и верхние и нижние частоты. Верхний предел нижних частот, подлежащих срезу, равен 20 000 *гц*. Внутреннее сопротивление R_i лампы A равно 200 000 *ом*. Сопротивление связи в анодной цепи равно $R_1 = 50\,000$ *ом* и включено на вход фильтра. Входное сопротивление лампы B предполагается бесконечно большим.

Так как сопротивления R_1 и R_i включены друг другу параллельно, то результирующее их сопротивление R_o, являющееся в то же время и входным сопротивлением фильтра, определяется из соотношения

$$\frac{1}{R_o} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_i} = \frac{1}{50\,000} + \frac{1}{200\,000} = 40\,000 \text{ ом}.$$

Следовательно, чтобы характеристика фильтра не искажалась, то и характеристическое сопротивление фильтра и сопротивление нагрузки (в данном случае $R_н = R_g$) фильтра также должны быть равны приблизи-



Фиг. 27. Схема к примеру расчета фильтра верхних частот.

тельно R_o. Тогда на основании формул расчета фильтров верхних частот находим:

$$L_2 = \frac{0{,}0796\,R}{f_1} = \frac{0{,}0796 \cdot 40\,000}{20\,000} \approx 0{,}16 \text{ гн},$$

$$C_1 = \frac{79\,600}{f_1\,R} = \frac{79\,600}{20\,000 \cdot 40\,000} \approx 0{,}0001 \text{ мкф},$$

$$f_1 = \frac{796}{\sqrt{L_2 C_1}} = \frac{796}{\sqrt{0{,}16 \cdot 0{,}0001}} = 20\,000 \text{ гц},$$

$$\rho = 1\,000\sqrt{\frac{L_2}{C_1}} = 1\,000\sqrt{\frac{0{,}16}{0{,}0001}} = 40\,000 \text{ ом}.$$

Фильтр состоит из двух Т-образных звеньев, следовательно, его внешние конденсаторы должны обладать емкостью каждый по $2 \cdot 0{,}0001 = 0{,}0002$ *мкф*.

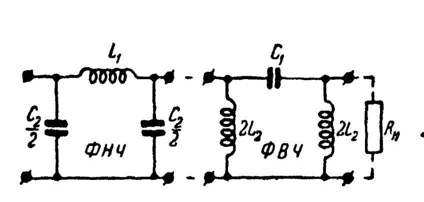
Если получившихся из расчета L_2 и C_1 под рукой не имеется, то нужно взять наиболее близко подходящие к расчетным значения или составить комбинацию из имеющихся емкостей и индуктивностей, чтобы эта комбинация дала близкие к расчетным значения, и затем подсчитать, как велика получается разница между первым и вторым расчетом. Если эта разница получится большой, то необходимо изменить условия работы фильтра или изготовить специальные конденсаторы и катушки.

Необходимо помнить, что добротность деталей фильтра должна быть возможно высокой, так как малое Q ухудшает характеристику фильтра. При монтаже необходимо избегать связей между катушками Катушки в фильтрах верхних частот делаются обычно без магнитных сердечников или с сердечниками из специального высокочастотного магнитного сплава.

Как на одно из применений фильтров верхних частот можно указать, например, на применение их в усилителях низких частот и электродинамических громкоговорителях радиоприемников для подавления фона в 50 или 100 *гц* и в то же время обеспечения прохождения через них всех более высоких частот.

7. ПОЛОСОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

Пусть имеется два фильтра: один фильтр нижних частот с частотой среза f_2, скажем, 1 000 *гц*, другой фильтр—фильтр верхних частот с частотой среза f_1, скажем, 500 *гц*. Оба



Фиг. 28. Последовательное включение П-образных фильтров нижних и верхних частот; характеристики фильтров одинаковы.

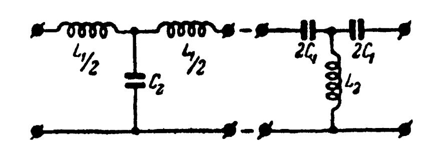
Фиг. 29. Частотная характеристика полосового фильтра.

фильтра обладают одинаковыми характеристическими сопротивлениями. Включим эти два фильтра последовательно друг с другом, как это показано на фиг. 28, и подключим на выходе нагрузочное сопротивление $R_н$, равное характеристическому сопротивлению фильтров. В чем проявится работа такой комбинации фильтров? На основании того, что нам известно уже о работе фильтров верхних и нижних частот, нетрудно сообразить, что составленная нами комбинация фильтров: 1) не пропустит к нагрузочному сопротивлению частот ниже 500 *гц* — их не пропустит фильтр верхних частот, и 2) не пропустит частот выше 1 000 *гц* — их не пропустит фильтр нижних частот. Другими словами, все частоты, поступающие в нагрузочное сопротивление, будут заключены

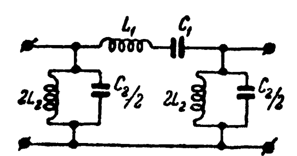
между 500 и 1 000 *гц* (фиг. 29) Поэтому такая комбинация фильтров носит название *полосового фильтра*, так как она пропускает к выходу только узкую полосу некоторых заранее намеченных частот или, как говорят, обладает определенной *полосой прозрачности*.

Изображенная на фиг. 28 схема полосового фильтра состоит из двух звеньев однозвенных П-образных фильтров верхних и нижних частот Но аналогичным образом можно получить полосовой фильтр, соединив последовательно два звена однозвенных фильтров Т-образного типа фильтров верхних и нижних частот, как это показано на фиг. 30, и такой полосовой фильтр будет обладать такой же характеристикой, как и фильтр схемы фиг. 28.

Такими схемами полосовых фильтров, как они представлены на фиг. 28 и 30, на практике не пользуются. Обычно входящие в схемы фиг. 28 и 30 элементы фильтров комби-



Фиг. 30. Последовательное включение Т-образных фильтров нижних и верхних частот; характеристики фильтров одинаковы.

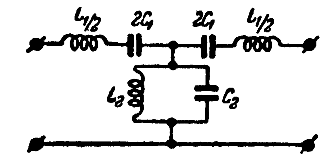


Фиг. 31. Схема однозвенного П-образного полосового фильтра.

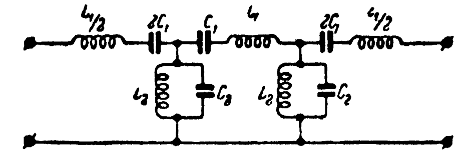
нируют так, чтобы получить однозвенные симметричные полосовые фильтры. Практически применяемые схемы полосовых фильтров изображены: на фиг. 31 однозвенной П-образной полосовой фильтр и на фиг. 32 — однозвенный Т-образный полосовой фильтр Сравнивая эти практические схемы полосовых фильтров с теоретическими (фиг. 28 и 30), нетрудно сообразить, как из последних получаются первые.

Работа именно таким образом составленных полосовых фильтров станет совершенно понятной, если вспомнить, как ведут себя в цепи переменного тока последовательно и параллельно включенные друг относительно друга емкости и индуктивности. Обращаясь, например, к схеме фиг 32, мы видим, что элементы L_1 и C_1 фильтра включены последовательно друг с другом. А нам известно, что такой контур можно настроить на резонанс напряжений и тогда для резонансной и близких к ней частот он будет представлять очень малое сопротивление, а для частот, лежащих по ту и другую

сторону от резонанса, он представляет уже значительное сопротивление. Другими словами, такой контур будет пропускать почти без ослабления определенную полосу частот. Контур же, включенный между проводами линии и состоящий из включенных параллельно друг другу элементов $2L_2$ и $C_2/2$ если его настроить на ту же резонансную частоту, что и контур L_1 и C_1, будет представлять для этой частоты и близких к ней очень большое сопротивление. Следовательно, в этот контур эти частоты проходить не будут. Частоты же лежащие дальше от резонансной частоты контуров, если они и пройдут частично через контур L_1 и C_1, то замкнется через контур $2L_2$ и $C_2/2$, который для них представляет малое сопротивление. Такое объединение фильтрующих свойств отдельных колебательных контуров в одну схему дает более резко выраженное фильтрующее действие.



Фиг. 32. Схема однозвенного Т-образного полосового фильтра.



Фиг. 33. Двухзвенный Т-образный полосовой фильтр.

Так как полосовые фильтры представляют собой комбинацию из фильтров верхних и нижних частот, то все, что было сказано о влиянии на их характеристики активных сопротивлений, в полной мере относится и к полосовым фильтрам. Как и в случае фильтров верхних и нижних частот, фильтрующее действие их можно улучшить, если собрать схему многозвенного фильтра, закон составления которого тот же, что и в случае фильтров верхних и нижних частот, т. е. отдельные звенья должны обладать одинаковыми характеристическими сопротивлениями.

В качестве примера на фиг. 33 приведена схема двухзвенного Т-образного полосового фильтра. Аналогичным образом может быть составлена и схема двухзвенного П-образного полосового фильтра, что предлагается сделать в качестве упражнения самому читателю.

8. РАСЧЕТ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ

При расчете полосовых фильтров обычно известно три величины: сопротивления, на которые фильтр нагружен (сопро-

тивления на входе и выходе фильтра), верхняя f_2 и нижняя f_1 частоты среза и по этим заданным величинам находят соответствующие значения индуктивностей и емкостей. Придерживаясь обозначений на приведенных выше схемах полосовых фильтров, расчетные формулы полосовых фильтров можно представить в виде:

$$L_1 = \frac{R}{\pi(f_2 - f_1)} = \frac{0{,}318R}{f_2 - f_1}, \tag{7}$$

$$C_1 = \frac{(f_2 - f_1)\cdot 10^6}{4\pi f_1 f_2 R} = \frac{79\,600(f_2 - f_1)}{f_1 f_2 R}, \tag{8}$$

$$L_2 = \frac{(f_2 - f_1)R}{4\pi f_1 f_2} = \frac{0{,}0796(f_2 - f_1)R}{f_1 f_2}, \tag{9}$$

$$C_2 = \frac{10^6}{\pi(f_2 - f_1)R} = \frac{318\,000}{(f_2 - f_1)R}. \tag{10}$$

Здесь L_1 и L_2 выражены в *гн*, C_1 и C_2—в *мкф*, R в *ом*-сопротивление, на которое нагружен фильтр. Как и в случае фильтров верхних и нижних частот, R должно носить активный характер и должно быть равно характеристическому сопротивлению полосового фильтра $\rho = 1\,000\sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = 1\,000\sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$ *ом*, если желательно обеспечить нормальные условия работы фильтра. Этому же сопротивлению должно быть равно и сопротивление на входе фильтра. Если фильтр работает на линию, то сопротивление R приравнивается сопротивлению линии на частоте f_0, примерно равной среднему геометрическому из частот f_1 и f_2, т. е. $f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}$ — резонансной частоте контуров, образующих звенья фильтра.

Покажем на примере, как пользоваться вышеприведенными формулами.

Пример. Определить элементы полосового фильтра, работающего на двухпроводную стальную линию и пропускающего спектр частот от $f_1 = 100$ *гц* до $f_2 = 4\,000$ *гц*.

Найдем среднюю геометрическую частоту f_0 из пропускаемых фильтром частот:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{100\cdot 4\,000} = 635 \text{ гц}.$$

Характеристическое сопротивление стальной линии (диаметр проводов 3 *мм*) при $f_0 = 635$ *гц* равно $R \approx 2\,000$ *ом*. Пользуясь приведенными выше формулами для полосового фильтра, найдем:

$$L_1 = \frac{0{,}318\ R}{f_2 - f_1} = \frac{0{,}318\cdot 2\,000}{4\,000 - 100} \approx 0{,}16 \text{ гн},$$

$$C_1 = \frac{79\,600\,(f_2 - f_1)}{f_1 f_2\,R} = \frac{79\,600\,(4\,000 - 100)}{4\,000 \cdot 100 \cdot 2\,000} \approx 0{,}39 \text{ мкф},$$

$$L_2 = \frac{0{,}0796\,(f_2 - f_1)\,R}{f_1 f_2} = \frac{0{,}0796\,(4\,000 - 100) \cdot 2\,000}{4\,000 \cdot 1\,000} \approx 1{,}56 \text{ гн},$$

$$C_2 = \frac{318\,000}{(f_2 - f_1)\,R} = \frac{318\,000}{(4\,000 - 100)\,2\,000} = 0{,}04 \text{ мкф}.$$

Если фильтр П-образный, то последовательный контур будет состоять из элементов $L_1 = 0{,}16$ *гн* и $C_1 \doteq 0{,}4$ *мкф*, а параллельный контур из элементов $2L_2 \doteq \sim 3{,}0$ *гн* и $\frac{C_2}{2} = 0{,}02$ *мкф*.

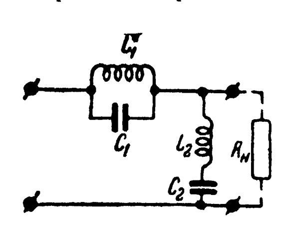
Отличительной особенностью приведенных выше схем полосовых фильтров является их симметричная характеристика, как это видно из фиг. 29: верхние и нижние частоты срезаются примерно в одинаковой степени. Но такая симметрия не всегда необходима на практике, в большинстве случаев можно удовлетвориться, если частоты будут срезаться не в одинаковой степени. Если стать на эту точку зрения, то схемы полосовых фильтров значительно упрощаются за счет уменьшения числа элементов и фильтр получается более экономичным. Схем таких «упрощенных» фильтров может быть предложено очень большое число, и каждая из них будет обладать своей характеристикой и своими расчетными формулами

Подобные фильтры находят широкое применение в проволочной связи (телефония на несущей частоте, в усилителях высокой частоты и т. д.). Привести схемы и расчетные формулы их не позволяет место.

9. ЗАГРАЖДАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Заграждающие фильтры предназначаются для подавления токов определенной постоянной полосы частот, ограниченной верхней и нижней частотами среза. Соответственно с этим заграждающие фильтры должны пропускать токи всех частот, лежащих выше и ниже полосы подавления. Отсюда следует, что эти фильтры по своему назначению в точности противоположны назначению фильтров полосовых. А на основании сказанного выше относительно полосовых фильтров нетрудно сообразить, что заграждающие фильтры можно получить из полосовых, поменяв в них местами их контуры, т. е. запирающий данную полосу частот контур (параллельный) нужно включить в линию последовательно, а последо-

вательный контур, пропускающий эту же полосу частот, нужно включить параллельно между проводами. Это настолько ясно, что дальнейших пояснений не требует, и мы без труда сможем начертить схему заграждающего фильтра (фиг. 34), характеристика которого изображена на фиг. 35. На практике больше применяются симметричные заграждающие фильтры как Т-образного, так и П-образного типов, которые легко получаются из приведенного Г-образного фильтра на фиг. 34 и которые изображены на фиг. 36,*а* и *б* соответственно. Обе



Фиг. 34. Г-образный заграждающий фильтр, включенный на нагрузку $R_н$.

Фиг. 35. Частотная характеристика заграждающего фильтра.

эти схемы составляются так, чтобы общая индуктивность и емкость как последовательного, так и параллельного контуров оставались одними и теми же.

10. РАСЧЕТ ЗАГРАЖДАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

Расчетные формулы для заграждающих фильтров типов, приведенных на фиг. 36 и 38, имеют следующий вид:

$$L_1 = \frac{(f_2 - f_1)R}{\pi f_2 f_1} = \frac{0{,}318\,(f_2 - f_1)R}{f_1 f_2}, \qquad (11)$$

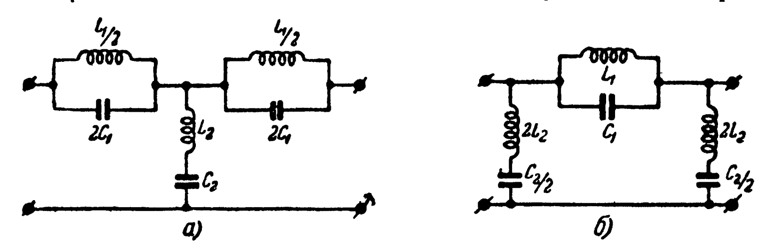
$$C_1 = \frac{10^6}{4\pi(f_2 - f_1)R} = \frac{79\,600}{(f_2 - f_1)R}, \qquad (12)$$

$$L_2 = \frac{R}{4\pi(f_2 - f_1)} = \frac{0{,}0796R}{f_2 - f_1}, \qquad (13)$$

$$C_2 = \frac{(f_2 - f_1)\cdot 10^6}{\pi f_1 f_2 R} = \frac{318\,000\,(f_2 - f_1)}{f_1 f_2 R}. \qquad (14)$$

Здесь L_1 и L_2 выражены в *гн*, C_1 и C_2 — в *мкф*, R — сопротивление (в *ом*), на которое нагружается фильтр. Оно должно носить активный характер и должно быть равно характеристическому сопротивлению фильтра $\rho = 1\,000\sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = 1\,000\sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$ *ом*.

Все, что было сказано о влиянии на характеристику полосового фильтра его потерь, в равной мере относится и к заграждающему фильтру. Как полосовой фильтр, так и заграждающий могут быть для увеличения эффективности его фильтрующего действия многозвенными. В равной мере заграждающие фильтры могут быть упрощены исключением того или иного его элемента за счет некоторого нарушения симметричности его действия, что зачастую вполне прием-



Фиг. 36. Т-образный (*а*) и П-образный (*б*) однозвенные заграждающие фильтры.

лемо для практических условий. Конечно, при этом меняются и приведенные выше расчетные формулы фильтров, приводить которые здесь мы не можем.

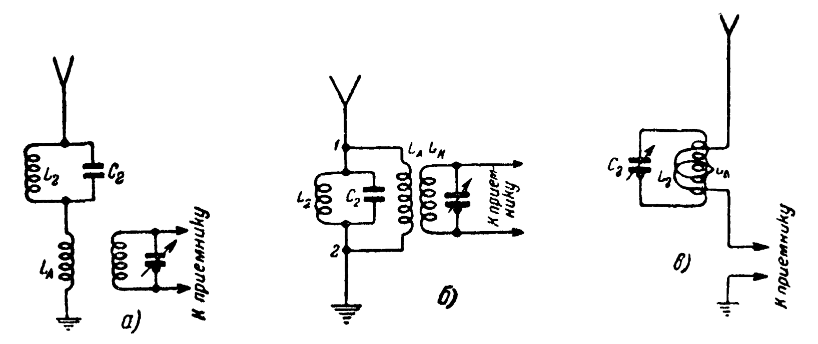
11. НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ ЗАГРАЖДАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

На практике заграждающие фильтры применяются для подавления электрических помех, лежащих в определенной полосе частот. Например, включаемые иногда в антенную цепь радиоприемников контуры являются не чем иным, как заграждающими фильтрами. Одно из возможных включений в антенну простейшего заграждающего фильтра L_2C_2 показано на фиг. 37,*а* — фильтр включен в антенну последовательно (в этом случае он называется *режекторным* фильтром, фильтр — пробка).

Если контур L_2C_2 настроить на определенную заданную частоту $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2C_2}}$, то сигналы на этой частоте в приемник проникать не смогут, так как этот контур, состоящий из параллельно включенных индуктивности L_2 и емкости C_2, будет представлять для этой частоты очень большое сопротивление. Так как ширина резонансной кривой такого контура будет зависеть, как указывалось выше, от его активного сопротивления, то его можно так рассчитать, чтобы

он поглощал определенную полосу частот, например, 10 *кгц*. Тем самым можно будет подавить мешающую приему вещательную радиостанцию, работающую на той или иной частоте. В то же время сигналы станции, на которую настроена антенна, будет приниматься без помех. А чтобы сопротивление контура на его резонансной частоте возрастало более резко, необходимо, чтобы характеристическое сопротивление $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ контура было возможно больше, т. е. в контуре должны быть большая индуктивность и малая емкость.

Другое возможное включение в антенну заграждающего фильтра показано на фиг. 37,*б*. При таком включении сиг-



Фиг. 37. Применение простейших заграждающих фильтров во входных цепях приемников.

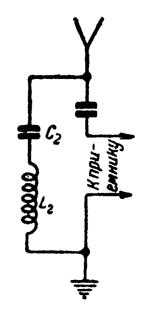
а—режекторный фильтр; *б* и *в*—отсасывающие фильтры.

налы, на которые настроен фильтр, будут в приемник попадать потому, что для настроенной частоты контур $L_2 C_2$ представляет большое сопротивление и на зажимах 1,2 контура получается на этой частоте относительно большое напряжение, которое вызовет в катушке L_A ток, достаточный для возбуждения контура приемника. Для всех же других частот контур $L_2 C_2$ представляет очень небольшое сопротивление и они будут пропускаться им на землю, не оказывая влияния на контур приемника. Заграждающий фильтр включенный подобным образом, называется *отсасывающим фильтром*. Действие отсасывающего фильтра скажется более сильно, если его включить в антенну не последовательно, а связать его с ней индуктивно (фиг. 37,*в*). Связь эта должна быть очень слабой, чтобы антенна не

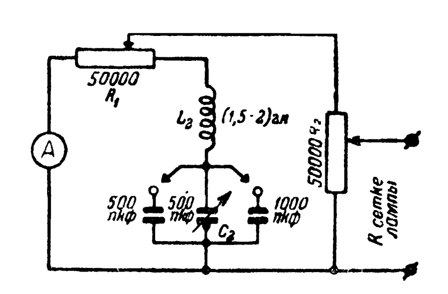
вносила в отсасывающий контур заметных потерь. Например, вполне достаточно будет намотать на катушку фильтра несколько (3 — 5) витков и включить эти витки последовательно в антенну.

Если в одном и в другом случае включения заграждающих фильтров емкость C_2 фильтра сделать переменной, то можно регулировать их заграждающие или отсасывающие свойства в достаточно широких пределах и тем самым обеспечить работу приемника без помех в достаточно широком диапазоне частот.

Отсасывающий фильтр может состоять и из последовательно включенных емкости C_2 и индуктивности L_2, если его включить параллельно цепи, попадание в которую опре-



Фиг. 38. Шунтирующий фильтр в приемной антенне.



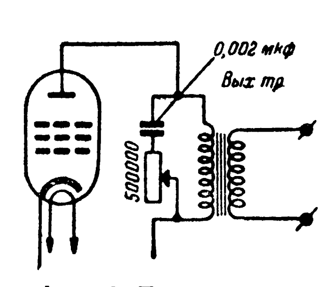
Фиг. 39. Фильтр для устранения шума адаптерной иглы.

деленной частоты или очень узкой полосы частот нежелательно. Такой фильтр используется, например, на входе приемников (фиг. 38) и служит для замыкания накоротко мешающей приему станции. Если настроить такую цепь в резонанс на промежуточную частоту супергетеродинного приемника, то все станции, работающие на этой и близких к ней частотах, в приемнике воспроизводиться не будут. Настройку контура можно производить передвижением магнетитового сердечника.

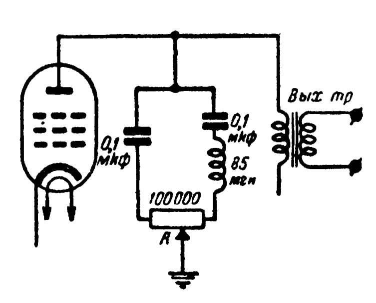
Такие фильтры находят применение в телевизионных приемниках для предупреждения попадания звукового сигнала в канал изображения, каковые каналы располагаются обычно предельно близко друг к другу для уменьшения полосы пропускания входного тракта.

В диапазоне низких частот отсасывающие фильтры находят применение, например, для устранения слышимого в

громкоговорителе шума иглы адаптера (обычно спектр частот этого шума лежит в пределах 2 500—5 000 *гц*). Принцип работы такого фильтра состоит, как это видно из его схемы, приведенной на фиг. 39, в замыкании накоротко (шунтировании) особо мешающих частот, что достигается подбором соответствующей емкости C_2 фильтра и настройки тем самым цепи L_2C_2 на резонанс напряжений, при котором эта цепь будет представлять для резонансной и близких к ней частот очень небольшое сопротивление. С помощью переменного сопротивления R_1 можно регулировать полосу замыкаемых



Фиг. 40. Простая схема тон-контроллера.



Фиг. 41. Улучшенная схема тон-контроллера.

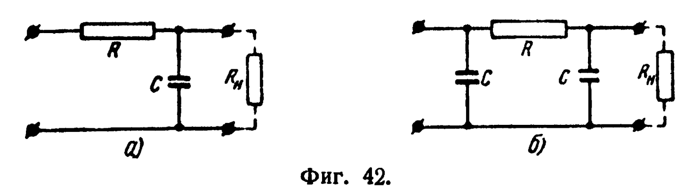
контуром частот, а чтобы изменение R_1 не влияло на подаваемое на сетку усилительной лампы напряжение, последнее может поддерживаться на должном уровне с помощью переменного сопротивления R_2.

На том же принципе основано применение *тон-контролей* или *тон-фильтров*, служащих для подбора тембра звучания громкоговорителя. Наиболее простая тон-контролирующая схема приведена на фиг. 40. Такая схема позволяет ослаблять верхние звуковые частоты, придающие тембру неприятный металлический оттенок. Включается этот фильтр в анод выходной лампы. Более совершенная схема тон-контроля приведена на фиг. 41. Правое плечо фильтрующей схемы шунтирует более высокие, левое — более низкие звуковые частоты. Регулировкой положения движка на сопротивлении R можно изменять величину полного сопротивления плеч фильтра и тем самым распределять между ними поступление или потерю той или иной нежелательной для выходного трансформатора частоты.

12. ФИЛЬТР ИЗ ЕМКОСТИ И СОПРОТИВЛЕНИЯ (фиг. 42)

Этот вид фильтров стоит на особом месте, так как, строго говоря, он не является фильтром в настоящем смысле этого слова и не обеспечивает таких результатов в отношении задержки или пропуска того или иного диапазона частот или полосы частот, как рассмотренные выше фильтры, — сопротивление одинаково реагирует на все частоты, в том числе и постоянный ток ($f=0$).

Как видно из фиг. 42, рассматриваемый фильтр состоит из включенного последовательно в один из проводов линии сопротивления и одной или нескольких емкостей, включенных между проводами линии. Применяются такие фильтры обычно в тех случаях, где к качеству фильтра — в его общем значении — не предъявляется таких высоких требований, как в случае обычных фильтров, и в тех случаях, когда в цепи фильтра проходит не только переменная, но и постоянная составляющая тока, а на сопротивлении необходимо выделить падение напряжения постоянной составляющей. Например, в первом случае фильтры с сопротивлениями применяются в выпрямительных установках для питания электронных осциллографов или для питания приемников, от которых не требуется высокого качества воспроизведения принимаемой передачи. Фильтрующее действие рассматриваемого фильтра тем больше, чем больше сопротивление R и емкость C. Но большое сопротивление вызывает большое падение напряжения на нем от постоянной составляющей, понижая тем самым величину постоянного напряжения, поступающего на приемник. Отсюда следует, что такой фильтр можно применять только в том случае, когда потребляемая постоянная составляющая выпрямленного тока невелика.



Фиг. 42.

а—простейший и *б*—улучшенный типы фильтра на сопротивлениях.

В качестве примеров применения фильтров типа RC можно указать на получение смещения в сеточной цепи с помощью так называемого гридлика или включением цепи RC

в цепь катода, где смещение получается за счет прохождения через цепь RC анодного тока, получение соответствующего напряжения в цепи экранной сетки лампы и др. Во всех этих фильтрах так называемая „постоянная времени“ RC, представляющая собой произведение из R (в *мгом*) на C (в *мкф*) должна быть, по возможности, больше продолжительности одного периода T (в *сек.*) самой низкой отфильтровываемой частоты. Если фильтр RC включен в цепь сетки, то так как сеточный ток обычно очень мал, R берется большим — порядка 0,1 — 1 *мгом*, C — малым, порядка сотен *пкф*; если фильтр RC включается в анодную цепь, то, так как анодный ток значительно больше, чем ток в цепи сетки, то R берется порядка всего лишь тысяч или десятков тысяч *ом*, а C соответственно большим — порядка микрофарады и даже десятков микрофарад.

Фильтры из сопротивления и емкости применяются и в качестве сглаживающих фильтров в выпрямительных установках. Для обеспечения достаточного сглаживающего действия фильтра с сопротивлением емкостное сопротивление $X_C = \frac{1}{\omega C}$ конденсатора C должно быть мало по сравнению с последовательно включенным сопротивлением R фильтра и сопротивлением $R_н$ нагрузки.

Постоянные сглаживающего фильтра фиг. 42 могут быть определены или по формуле $a = \frac{10^6}{R\omega C}$, где a — коэффициент сглаживания пульсаций, $\omega = 2\pi f$, R — сопротивление фильтра (в *ом*) и C — емкость фильтра (в *мкф*), или с помощью графика фиг. 16.

Ход расчета и пользование графиком остаются теми, что изложены нами на странице 27 применительно к этому графику, с той только разницей, что в данном случае найденную из графика величину *C не нужно удваивать.*

Двухзвенный фильтр из сопротивлений и емкостей дает, конечно, лучшее сглаживание, чем однозвенный, и при том же заданном коэффициенте сглаживания a потребует меньших значений R и C. Все, что было сказано о двухзвенных сглаживающих фильтрах типа LC (стр. 28), в одинаковой мере относится и к сглаживающим фильтрам типа RC.

Пример расчета сглаживающего фильтра типа RC

З а д а н о. Сглаживающий фильтр типа RC состоит из двух звеньев. Выпрямитель — двухполупериодный. Результирующий коэффициент сглаживания $a = 0{,}0015$ (0,15%). Разбиваем a на два множителя $a_1 = 0{,}03$

и $a_2 = 0{,}05$. Тогда из графика фиг. 17 находим, что для a_1 при 100 *гц* произведение $R_1C_1 = 50$ и для a_2—$R_2C_2 = 30$. Полагаем $R_1 = R_2 = 1\,000$ *ом*, тогда $C_1 = 50$ *мкф* и $C_2 = 30$ *мкф*.

Как видим, сглаживающие фильтры с конденсаторами требуют больших емкостей и больших сопротивлений, если желательно получить более или менее подходящие значения коэффициентов сглаживания.

13. ОБЩИЕ ПРИМЕНЕНИЯ ФИЛЬТРОВ

Электрические фильтры имеют очень широкое применение в современной технике. Они находят применение при изучении характеристик оборудования связи, при передаче импульсов сложной формы, каковые представляют собой, например, речь, музыка и т. п. Они дают возможность разложить сложный звук на его составные частоты для их изучения или выделения для каких-либо других надобностей. Они широко используются, например в телефонии для исправления некоторых из ее недостатков — для ослабления одних частот или для выделения, придания большей выразительности другим частотам. С помощью полосовых фильтров можно, как мы видели, выделять целые полосы частот. Это дает возможность производить по одной и той же линии телефонной цепи или по радио одновременно несколько передач или разговоров, а потом эти передачи на приемном пункте отделить друг от друга. Например, в мультиплексной схеме, известной под названием телефонии на несущей частоте, по одной и той же паре проводов можно передавать одновременно 10 телеграфных депеш на 10 различных частотах, лежащих несколько выше звуковых частот, две обычные телеграфные передачи на постоянном токе, т. е. на нулевой частоте, и обыкновенный телефонный разговор. Разделение всех этих одновременных передач осуществляется в месте приема с помощью электрических фильтров, каждый из которых выделяет только ту полосу частот, для пропуска которой он предназначен, и подводит эту полосу частот к соответствующему аппарату, не пропуская в то же время к нему все другие одновременные с этой передачи.

Электрические фильтры нашли очень широкое применение в радиотехнических устройствах как передающих, так и приемных для обеспечения в них вполне определенных желательных характеристик, которые другими средствами вообще не могут быть обеспечены, а если и обеспечиваются, то слишком большой ценой. Например, в радиоприемниках прямого усиления в их высокочастотной части, и особенно в супергетеродинных приемниках, нашли очень широкое при-

менение полосовые фильтры, которые обычно рассчитываются на пропускание полосы частот в 10 *кгц*. В приемниках с настраивающимися усилителями высокой частоты полоса частот в 10 *кгц* может передвигаться по всему диапазону широковещательных частот с помощью переменного конденсатора настройки. В супергетеродинах же промежуточная полоса частот в 10 *кгц* устанавливается на определенной так называемой *промежуточной* частоте, за каковую в настоящее время принято — по международному соглашению — частота 465 *кгц* и на этой частоте не рекомендуется производить каких-либо передач, чтобы не создавать на ней помех приему.

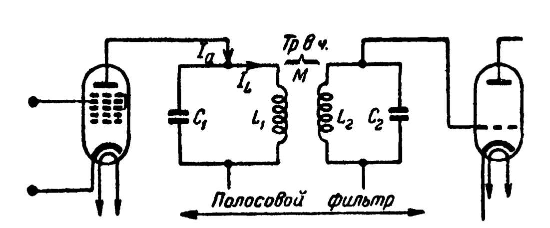
Полосовой фильтр в современных супергетеродинах рассчитывается так, чтобы он пропускал только полосу частот в 10 *кгц*, т. е. его частотами среза являются — нижняя частота среза $f_1 = 460$ *кгц*, и верхняя частота среза $f_2 = 470$ *кгц*. Характеристики этих фильтров должны обладать сторонами с большой крутизной, чтобы не пропускать частот вне заданной полосы. Следовательно, элементы этих фильтров должны обладать высокой добротностью Q, малыми потерями. Это условие сравнительно легко осуществить, поскольку промежуточная частота остается всегда одной и той же при приеме любых станций. Отсутствие органов настройки в таком фильтре дает возможность раз навсегда точно настроить фильтр на частоту 465 *кгц* и придать ему обеспечивающую желаемый вид частотной характеристики форму.

Как достигается это постоянство промежуточной частоты при приеме любых радиостанций, этот вопрос выходит за рамки нашей книги и читатель может найти его изложение в ряде выпусков массовой библиотеки (например, Б. Н. Хитров: «Всеволновой супер» и др.). Наша задача будет заключаться в освещении вопросов, какие фильтры промежуточной частоты обычно применяются в современных супергетеродинах, на чем основано их действие и изложение элементарного расчета таких фильтров.

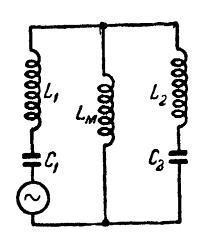
14. ПОЛОСОВЫЕ ФИЛЬТРЫ С НАСТРАИВАЮЩИМИСЯ КОНТУРАМИ

Обычно применяемая в настоящее время форма полосовых фильтров в супергетеродинных приемниках несколько отличается от описанных выше полосовых фильтров и состоит из двух настраивающихся контуров (фиг. 43). Один из контуров включается в анодную цепь смесительной лампы. Индуктивность L_1 этого контура является в то же время

первичной обмоткой трансформатора высокой частоты (*Тр. в. ч.*). вторичной обмоткой которого является индуктивность L_2 второго колебательного контура, включенного в цепь сетки усилителя промежуточной частоты. Оба контура настраиваются на одну и ту же частоту. Первый контур L_1 C_1 является *параллельным* резонансным контуром и представляет для частоты настройки и близких к ней частот очень большое сопротивление. Это приводит к тому, что на зажимах этого контура получается большое переменное напряжение, которое в ветвях контура, в том числе и в индуктивности L_1, вызывает большой ток I_L (во много раз больший переменной составляющей анодного тока), который через индуктивную (в данном случае) связь между индуктивностями



Фиг. 43. Схема полосового фильтра супергетеродинного приемника.



Фиг. 44. Упрощенная схема эквивалентна схеме фиг. 43.

L_1 и L_2 создает э. д. с. во втором контуре L_2 C_2, причем эта индуктированная э. д. с. включена в контур L_2 C_2 последовательно. Следовательно, контур L_2 C_2 оказывается настроенным на последовательный резонанс. Последнее же характеризуется, как известно, тем, что на элементах такого контура получаются большие напряжения, т. е. на сетку усилительной лампы с конденсатора C_2 подается большое напряжение.

Задача расчета таких фильтров в супергетеродинных приемниках заключается именно в том, чтобы они выполняли роль фильтров, настроенных на частоту 465 *кгц*, пропускающих полосу частот только в 10 *кгц* и резко срезающих все частоты выше и ниже этой полосы частот в противовес обычным расчетам таких контуров на получение острой кривой резонанса. Мы постараемся выяснить с помощью известных уже нам графиков, характеризующих поведение различного рода электрических контуров в цепи переменного тока, физическую картину работы фильтров

с настраивающимися контурами и на основании этой картины получить простые расчетные формулы для них. Мы считаем это полезным, так как эта форма фильтров наиболее часто встречается в практике радиолюбителей. Схема связанных контуров фиг. 43 может быть заменена — без изменений по существу — схемой фиг. 44; последняя схема позволяет проще проследить работу связанных контуров. Разница между выводом, который мы получим для схемы фиг. 44, и работой обычно применяемой схемы связанных контуров (фиг. 43), нами будет отмечена в своем месте. На этой схеме L_1 C_1 — первый контур, в который последовательно включен генератор с э. д. с., обеспечивающей при резонансной частоте контура в нем ток, равный току в этом же контуре, когда он работает в условиях параллельного резонанса, L_2 C_2 — вторичный контур трансформатора в. ч., L_M — индуктивность, эквивалентная взаимной индуктивности M между катушками L_1 и L_2 схемы фиг. 43 и обеспечивающая заданную связь между контурами. Оба контура $L_1 C_1$ и L_2 C_2 настроены на одну и ту же частоту. Как и при рассмотрении основных цепей, приведенных в начале нашей книги, полагаем для упрощения расчетов, что контуры идеальные, т. е. в них отсутствуют потери—влияние этих потерь на результаты, полученные при рассмотрении идеальных контуров, мы учтем отдельно.

Можно сразу сказать, не производя никаких расчетов и построений, что даже в случае совершенно одинаковых значений L_1 и L_2, C_1 и C_2 резонансные частоты этих контуров при наличии между ними связи индуктивной, как в данном случае, или емкостной не будут одинаковыми. Одна резонансная частота определяется из условия отсутствия между контурами связи и, очевидно, будет соответствовать контуру, составленному из последовательно включенных контуров L_1 C_1 и L_2 C_2, т. е. последовательно включенных L_1 и L_2 и последовательно включенных C_1 и C_2: $f_{2p} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$, и так как $C_1 = C_2$ и $L_1 = L_2$, то

$$f_{2p} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L_1\frac{C_1^2}{2C_1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}},$$

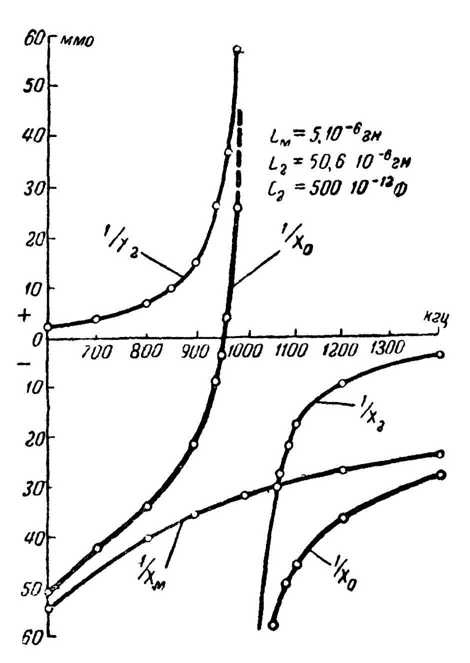
т. е. она будет равна резонансной частоте каждого контура в отдельности. Вторая же резонансная частота определяется каждой половинкой цепи, куда входит одна ветвь и часть общей связующей эти кон-

туры индуктивности L_M. Эта часть общей связи будет равна, очевидно, $2L_M$, так как L_M можно представить как результат сложения двух параллельно включенных индуктивностей по $2L_M$ каждая в каждом контуре. Тогда, так как $L_1 = L_2$ и $C_1 = C_2$, $f_{1p} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_2+2L_M)C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+2L_M)C_1}}$. Ясно, что резонансные частоты f_{1p} и f_{2p} отличаются одна от другой и тем больше, чем больше L_M, чем больше связь между контурами.

Чтобы получить ясную картину поведения этой сложной цепи при изменении частоты приложённого к ней напряжения, обратим внимание на то, что эта цепь состоит по отношению к источнику напряжения из последовательно включенного контура L_1C_1, последовательно с которым включена цепь, состоящая из параллельно включенных L_M и последовательно контура L_2C_2. Для определения общего реактивного сопротивления для источника напряжения этой сложной цепи при какой-нибудь частоте нужно сначала найти реактивное сопротивление параллельной цепи L_M L_2C_2 и затем сложить его с реактивным же сопротивлением при этой частоте контура L_1C_1. Поступая таким образом для ряда частот, можно получить кривую изменения в зависимости от частоты общего реактивного сопротивления нашей сложной цепи. Такая кривая дает наглядную картину поведения цепи при любой частоте, в том числе и при резонансной и близких к ней частотах, как это мы видели и в случае простых рассмотренных нами выше цепей.

Чтобы воспользоваться построенными раньше кривыми изменения реактивного сопротивления контуров в зависимости от частоты, полагаем и в данном случае, что L_1, C_1 и L_2,C_2 имеют те же значения, что и в приведенных нами раньше построениях, т. е. $L_1 = L_2 = 50{,}6 \cdot 10^{-6}$ *гн* и $C_1 = C_2 = 500$ *мкмкф*.

Так как для последовательно включенных L_1C_1 (или то же — L_2C_2) кривая изменения их общего реактивного сопротивления в зависимости от частоты представлена на фиг. 3 (кривая X), то нам остается построить такую же кривую для цепи L_M L_2C_2 или, что то же, для цепи L_M L_1C_1, так как в данном случае $L_1 = L_2$ и $C_1 = C_2$. Так как эта цепь представляет собой параллельное включение двух ветвей: L_M и L_1C_1, то сначала, как мы уже знаем, нужно найти ре-



Фиг. 45. Кривые изменения проводимостей ветвей $\frac{1}{X_M}, \frac{1}{X_2}$ и общей проводимости $\frac{1}{X_0}$ для ветви $L_M L_2 C_2$ фиг. 44:

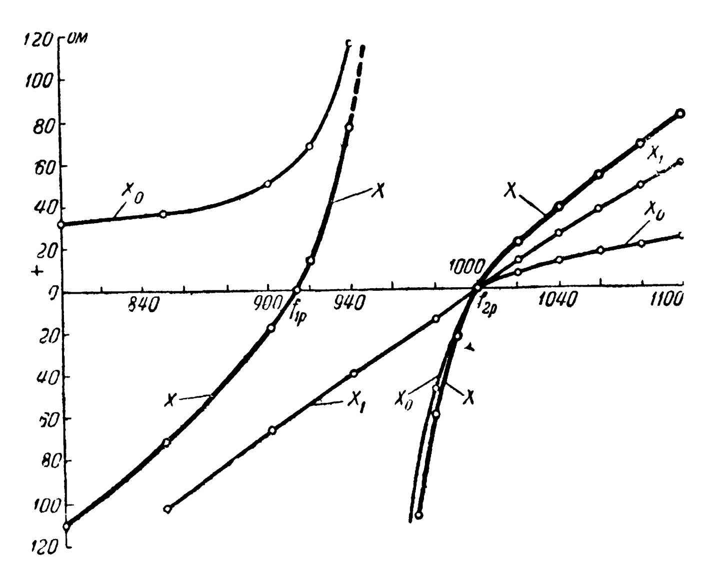
f кгц	$X_M = \omega L_M$ ом	$\frac{1}{X_M} = \frac{1}{\omega L_M}$ ммо	$X_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$ ом	$\frac{1}{X_2} = \frac{1}{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}}$ ммо	$\frac{1}{X_0} = \frac{1}{X_M} + \frac{1}{X_2}$ ммо
800	25,12	— 39,5	— 142	7,1	— 32,4
850	26,6	— 37,6	— 100	10,0	— 27,6
900	28,3	— 35,3	— 67	15,0	— 20,3
940	29,5	— 34,0	— 39,4	25,4	— 8,6
960	30,14	— 33,2	— 26,8	37,3	— 4,9
980	30,75	— 32,6	— 17,2	58,3	— 25,7
1 000	31,4	— 32,0	0	∞	∞
1 020	32,02	— 31,2	11,5	— 88,0	— 119,2
1 060	33,3	— 30,0	36,8	— 27,2	— 57,2
1 080	33,8	— 29,6	48,7	— 20,6	— 49,6
1 100	34,5	— 29,0	60,5	— 16,5	— 45,5
1 200	37,7	— 26,6	117,0	— 8,6	— 35,2
1 400	43,9	— 22,8	218,0	— 4,6	— 27,4

активные проводимости этих цепей, сложить их и тогда величина, обратная этой проводимости, и будет представлять собой общее реактивное сопротивление цепи $L_M\ L_1 C_1$. При-

мем индуктивность $L_м$ равной $L_м = 5$ *мкгн* $= 5 \cdot 10^{-6}$ *гн*. Кривая изменения реактивной проводимости $\frac{1}{\omega L_м} = \frac{1}{X_м}$ в зависимости от частоты построена на фиг. 45. На этой же фигуре построена и кривая $\frac{1}{X_2}$ реактивной проводимости ветви L_2C_2, которая легко может быть построена из кривой X реактивного сопротивления этой цепи (фиг. 3), как $\frac{1}{X_2} = \frac{1}{X}$.

Складывая, с учетом знака, проводимости $\frac{1}{X_м}$ и $\frac{1}{X_2}$, получим кривую изменения общей реактивной проводимости $\frac{1}{X_0}$ цепи $L_м$ L_2C_2 — эта кривая показана на той же фиг. 45. Далее строим кривую изменения общего реактивного сопротивления цепи $L_м$ L_2C_2 в зависимости от частоты. Такое построение нетрудно сделать на основании кривой $\frac{1}{X_0}$, так как сопротивление всегда является величиной, обратной проводимости. Но так как нас интересует изменение кривой полного сопротивления, главным образом, вблизи резонансных частот, то кривую общего реактивного сопротивления X_0 мы построим только для диапазона частот от 800 до 1 100 *кгц*. Такая кривая X_0, обратная кривой $\frac{1}{X_0}$, построена на фиг. 46. Теперь уже представляется возможность построить и общее реактивное сопротивление всей нашей сложной цепи, представленной на фиг. 44. Для этого общее реактивное сопротивление цепи $L_м$ L_2C_2 нужно сложить, опять-таки с учетом их знаков, с реактивным сопротивлением X_1 цепи L_1C_1. Кривая изменения сопротивления X_1 построена нами раньше (кривая X на фиг. 3). Перенесем эту кривую в соответствующем масштабе на фиг. 46 (кривая X_1). Складывая значения при данной частоте из кривых X_0 и X_1, получим кривую X изменения общего реактивного сопротивления рассматриваемой нами цепи фиг. 44. Эта кривая позволяет ответить на все важные для нас вопросы.

Как видно из фиг. 46, кривая изменения общего реактивного сопротивления рассматриваемой нами сложной цепи пересекает линию нулевого сопротивления (ось частот) в двух точках — это означает, что данная цепь обладает нулевым сопротивлением для включенного в нее последовательно на-



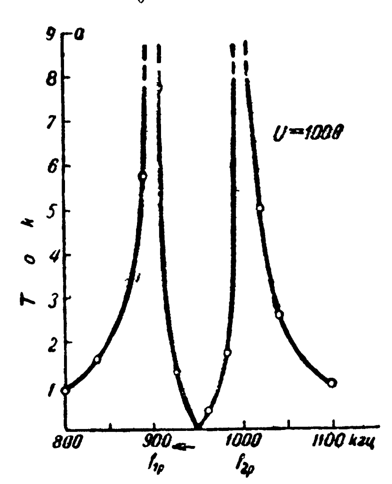
Фиг. 46. Кривые изменения общего сопротивления X_0 ветви $L_M L_2 C_2$, сопротивления X_1 ветви $L_1 C_1$ и общего сопротивления $X = X_0 + X_1$ всей сложной цепи $L_1 C_1 L_M C_2 L_2$ фиг. 44:

f кгц	$\frac{1}{X_0} = \frac{1}{X_M} + \frac{1}{X_2}$ *ммо*	X_0 *ом*	$X_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}$ *ом*	$X = X_0 + X_1$ *ом*
800	32,4	31,0	— 142,0	— 111,0
850	27,6	36,2	— 100,0	— 63,8
900	20,3	49,5	— 67,0	— 17,5
920	15,3	65,5	— 52,6	12,9
940	8,6	116,0	— 39,4	76,6
960	— 4,9	— 204,0	— 26,8	230,8
980	— 25,7	— 39	— 17,2	56,2
1 000	∞	0	0	0
1 020	119,2	8,4	11,5	19,9
1 040	71,7	14,0	24,4	38,4
1 060	57,2	17,5	36,8	54,3
1 080	49,6	20,0	48,7	68,7
1 100	35,5	28,2	€0,5	88,7

пряжения при двух частотах, т. е. она обладает двумя резонансными частотами, как это мы уже и указывали выше. Эти резонансные частоты равны: 1) $f_{2p} = 1\,000$ *кгц*, т. е. резонансной частоте каждого контура в отдельности или контуров, составленных из $L_1 C_1$ и $L_2 C_2$; 2) $f_{1p} = 916$ *кгц* —

она соответствует резонансной частоте контура из $L_2C_2\ 2L_M$ или $L_1C_1\ 2L_M$. Такое расхождение резонансных частот обуславливается наличием связи между контурами, наличием общей индуктивности L_M. Чем последняя больше, тем больше расхождение между f_{1p} и f_{2p} и тем резче будет возрастать общее сопротивление цепи за этими частотами. При резонансных частотах f_{1p} и f_{2p} токи теоретически должны быть бесконечно большими, поскольку общее сопротивление цепи в этих случаях равно нулю. Влево от f_{1p} и вправо от f_{2p} токи получают значения, определяемые величиной общего сопротивления цепи при соответствующей частоте. Но как видно из фиг. 46, между резонансными частотами f_{1p} и f_{2p} общее сопротивление быстро возрастает и стремится к бесконечности и соответственно с этим будет быстро уменьшаться и стремиться к нулю ток и достигнет нулевого значения при частоте примерно 950 *кгц* (фиг. 47). При этой частоте $\left(f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_2 + L_M)C_2}}\right)$ во втором контуре $L_ML_2C_2$ получается резонанс токов и, следовательно, для первичного контура L_1C_1 он будет представлять бесконечно большое сопротивление и тока в цепи генератора не будет. Об этом можно было заключить еще раньше из кривой $Y = \frac{1}{X_0}$ на фиг. 43, где эта кривая пересекает линию нулевой проводимости также при частоте примерно 950 *кгц*

Все это действительно так и происходило бы, если бы наши контуры были такими, как мы их приняли в самом начале рассмотрения — идеальными. Но в реальных контурах всегда имеются определенные потери, определяемые эквивалентным активным сопротивлением, которое не позволяет полному сопротивлению принять бесконечно большого значения и не стать равным нулю Действие этого активного сопротивления сказывается на том, что ток в цепи при резонансных



Фиг. 47. Кривая изменения тока в зависимости от частоты в схеме фиг. 44.

частотах определяется этим активным сопротивлением, а не будет бесконечно большим, а в полосе между частотами f_{1p} и f_{2p} величина тока определяется полным сопротивлением цепи и имеет значения, меньшие, конечно, его значений при резонансных частотах и спадание тока в этой полосе частот будет происходить медленно. Другими словами, наличие потерь в контурах сгладит все происходящие в них процессы и изменение тока будет происходить более плавно, — кривая изменения тока в зависимости от частоты сглаживается.

Близость пиков тока или ширина полосы между частотами f_{1p} и f_{2p} зависит от двух причин: 1) от величины, как мы уже говорили, общей индуктивности L_M или от связи между контурами и 2) от собственной резонансной частоты f_p контуров. Из кривой $\frac{1}{X_0}$ на фиг. 45 видно, что точка нулевой проводимости цепи L_M L_2C_2 определяется частотой, при которой проводимость $\frac{1}{X_M}$ общей индуктивности L_M равна и противоположна по знаку проводимости цепи L_2C_2. Чем больше проводимость $\frac{1}{X_M}$, т. е. чем ниже будет расположена кривая $\frac{1}{X_M}$, тем ближе эта частота подходит к резонансной частоте контура. Другими словами, чем меньше сопротивление общей индуктивности, чем меньше связь между контурами, тем ближе друг к другу будут расположены частоты f_{1p} и f_{2p}, тем уже будет полоса пропускания частоты, тем больше селективность связанных контуров. А отсюда следует, что если между данными контурами подобрана для получения заданной полосы частот определенная связь при данной несущей частоте и затем эта несущая (но не настройка контуров!) будет изменяться (при постоянной связи между контурами), то будет изменяться и полоса пропускания, так как сопротивление связи ωL_M зависит от частоты. При увеличении несущей частоты ширина полосы пропускания возрастает и при уменьшении суживается, так как при увеличении несущей $X_M = \omega L_M$ возрастает, проводимость $\frac{1}{X_M} = \frac{1}{\omega L_M}$ уменьшается (кривая $\frac{1}{X_M}$ на фиг. 45 поднимается выше), при уменьшении же несущей кривая $\frac{1}{X_M}$ опускается ниже. Вот одно из преимуществ применения в современных

супергетеродинных приемниках одной и той же промежуточной частоты для всего диапазона принимаемых приемником частот — при всех условиях ширина полосы пропускания остается одинаковой.

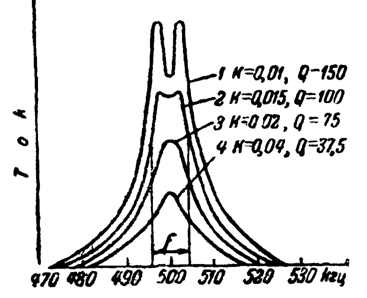
Все сказанное только что относительно схемы фиг. 44 полностью относится и к схеме фиг. 43, где связь между контурами чисто индуктивная и осуществляется через взаимоиндуктивность M между ними. Разница в работе между этими схемами заключается единственно в том, что в случае схемы фиг. 43 резонансные частоты f_{1p} и f_{2p} расположены по обе стороны от собственной резонансной частоты f_p этих контуров и это расположение тем симметричнее, чем меньше M, чем меньше связь между контурами. Что же касается значений резонансных частот для схемы фиг. 43, то $f_{1p} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + M)C_1}}$ и $f_{2p} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 - M)C_1}}$, если $L_1 = L_2$ и $C_1 = C_2$.

Другими словами, схема из двух индуктивно связанных контуров с одинаковыми настройками эквивалентна в отношении резонансных частот двум контурам с элементами $L - M$, C и $L + M$, C. Физически это можно объяснить следующим образом. Когда в первом контуре проходит ток, то благодаря наличию взаимоиндуктивности M между контурами во втором контуре индуктируется э. д. с., которая вызывает ток направления обратного направлению тока в первом контуре. Этот индуктированный ток „размагничивает“, уменьшает индуктивность L второго контура на величину M и резонансная частота его будет определяться постоянными $L - M$, C. Ток во вторичном контуре вызовет в свою очередь добавочный ток в первом контуре, который будучи противоположным по знаку вызвавшему его току во вторичном контуре, будет, следовательно, совпадать по направлению с током в первом контуре и будет поэтому „подмагничивать“, увеличивать индуктивность этого контура на величину M и резонансная частота его будет определяться постоянными $L + M$, C.

Качество полосового фильтра, составленного из двух колебательных контуров, определяется не только его полосой прозрачности, но и видом резонансной кривой этой сложной цепи кривой изменения тока. Как указывалось выше, полоса прозрачности фильтра промежуточной частоты в супергетеродине должна быть равна примерно 10 *кгц*. Чтобы все частоты в этой полосе пропускались одинаково (для избежа-

ния искажений), кривая резонанса в пределах этой частоты должна иметь столбообразный вид, вид прямоугольника — вершина ее должна быть плоская, а боковые стороны должны иметь крутые скаты. Последнее требование определяет селективность фильтра: чем круче спадают стороны кривой резонанса, тем селективнее фильтр. Конечно, идеальной формы требуемой кривой резонанса получить нельзя, но к этому идеалу можно значительно приблизиться при соблюдении известных условий.

Селективность фильтра будет зависеть от остроты настройки составляющих его контуров. Острота же настройки



Фиг. 48. Резонансные кривые полосового фильтра с настраивающимися контурами при разных k и Q, но при условии, что произведение из k и Q остается постоянным ($kQ = 1{,}5$).

Фиг. 49. Резонансные кривые полосового фильтра с настраивающимися контурами с одинаковыми Q, но при разных k.

контура зависит, как известно, от наличия в нем потерь, его активного сопротивления или, другими словами, от добротности контура Q. Чем выше добротность Q контура, тем острее настройка, тем больше его селективность. Но при очень больших Q контуров кривая резонанса фильтра становится слишком узкой, отходит от столбообразной формы, фильтр не пропустит удовлетворительно заданную ему полосу частот в 10 *кгц*.

На форму кривой селективности фильтра оказывает значительное влияние и величина коэффициента связи k между его контурами. Чем меньше k, тем уже, острее получается кривая резонанса, тем больше его селективность, но при этом из первого контура во второй передается меньше энергии, т.е. получается потеря в усилении. При большем коэффициенте связи кривая резонанса расширяется и отходит от столбообразной формы — вершина ее прогибается и, следовательно,

отсутствует равномерность пропускания частот в заданной полосе. Как видим, зависимость между коэффициентом связи, добротностью и формой резонансной кривой получается очень сложной. Для иллюстрации этой зависимости на фиг. 48 показаны приблизительные изменения резонансных кривых двух связанных контуров с одинаковыми резонансными частотами в зависимости от их Q (одинаковыми в обоих контурах) и от коэффициента связи k между ними, но подбираемыми так, чтобы произведение Qk осталось для всех кривых одним и тем же. Наиболее подходящей из этих резонансных кривых для целей усиления промежуточной частоты будет, очевидно, кривая *2*, как обладающая сравнительно крутыми скатами боковых сторон и плоской вершиной. На фиг. 49 показано изменение формы резонансных кривых настраивающегося фильтра для двух контуров с одинаковыми Q и одинаковыми резонансными частотами в зависимости от величины коэффициента связи между ними. Из этих кривых видно, что пики токов в контурах остаются практически одинаковыми при всех значениях связи k между контурами, меняется только в зависимости от k полоса прозрачности фильтра и глубина провала кривой резонанса на частоте настройки контуров.

15. РАСЧЕТ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ С НАСТРАИВАЮЩИМИСЯ КОНТУРАМИ

Как же математически, в виде формул, выразить зависимость между всеми величинами, определяющими форму резонансной кривой полосового фильтра на связанных контурах, чтобы, пользуясь этими формулами, можно было заранее рассчитать и получить от этого фильтра желаемые результаты? Точный расчет таких фильтров достаточно сложен и приведен здесь быть не может. Но для обеспечения результатов, удовлетворяющих большинству практических запросов, можно исходить из следующих положений.

Выше мы указывали, что с увеличением связи k между контурами возрастает и перенос энергии из одного контура в другой, т. е. ток во вторичном контуре будет возрастать. Существует некоторая *критическая* связь $k_{кр}$, при которой перенос энергии из одного контура в другой будет наибольшим—при этой критической связи ток во втором контуре получается наибольшим на одной — резонансной — частоте f_p (кривая 3 на фиг. 49). При связях, больших критической, эти максимумы токов имеют примерно такую же величину,

но уже при двух резонансных частотах f_{1p} и f_{2p} получается так называемая двухгорбая кривая резонанса (например, кривая 5 на фиг. 49), с провалом между этими резонансными частотами. Эта критическая связь $k_{кр}$ зависит от добротности контуров Q_1 и Q_2 и связана с ними зависимостью

$$k_{кр} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}, \tag{16}$$

и если контуры одинаковы, т. е. $Q_1 = Q_2 = Q$, то

$$k_{кр} = \frac{1}{Q}. \tag{17}$$

Далее, для получения большой селективности фильтра нужно, как мы указывали выше, увеличивать добротность контуров. Но при очень больших Q кривая резонанса получает ярко выраженную двугорбость, получается большой провал на частоте f_p; низкое значение Q закругляет вершину резонансной кривой. Опыт показывает, что наивыгоднейшее с точки зрения формы резонансной кривой полосового фильтра с настраивающимися контурами значение Q примерно на 70% больше того Q, которое обеспечивает получение критического коэффициента связи $k_{кр}$, т. е.

$$Q_{наив} = \sqrt{Q_1 Q_2} = 1{,}7\,Q = \frac{1{,}7}{k_{кр}}, \tag{18}$$

что непосредственно следует из формулы (17).

Формулу (17) можно представить, если возвести все ее члены в квадрат, в виде

$$Q^2_{наив} = Q_1 Q_2 = \frac{2{,}9}{k^2_{кр}}. \tag{19}$$

С другой стороны, известно, что ширина F полосы прозрачности полосового фильтра с настраивающимися контурами, измеренная при токах, равных 0,707 от максимального при резонансе тока, связана с резонансной частотой f_p и коэффициентом k связи отношением

$$F \approx 1{,}2\,k f_p \tag{20}$$

Обычно ширина F прозрачности рассматриваемого фильтра составляет в супергетеродинных приемниках, как мы указывали, 10 *кгц* = 10 000 *гц*. Для широковещательных станций f_p равна или больше 150 *кгц* ($\lambda_{наиб} = 2\,000$ *м*). Подставляя это значение f_p в формулу (20), найдем, чему должно быть равно максимальное значение связи в рассматриваемых

фильтрах для наименьшей частоты несущей широко вещательных станций

$$k = \frac{F}{1{,}2 f_p} = \frac{10\,000}{1{,}2 \cdot 150\,000} = 0{,}056 \text{ или } k \approx 6\%.$$

Если подставить это значение k в формулу (19), то найдем минимальное допустимое значение Q контуров:

$$Q^2_{наив} = \frac{2{,}9}{k^2_{кр}} = \frac{2{,}9}{0\,06^2} = \frac{2{,}9 \cdot 10^4}{36} = 800$$

или

$$Q_{наив} = \sqrt{800} = 28.$$

Чем выше частота несущей или—в применении к рассматриваемым полосовым фильтрам — промежуточная частота, тем больше должно быть Q контуров.

Применим этот метод расчета полосового фильтра с настраивающимися контурами к конкретному случаю расчета промежуточной частоты усилителя супергетеродинного приемника. Контуры L_1C_1 и L_2C_2 фильтра промежуточной частоты настроены на резонансную частоту $f_p = 460$ *кгц*. Фильтр должен пропускать полосу частот $F = 9$ *кгц*. Связь между контурами фильтра— индуктивная.

Пользуясь формулой (20), найдем необходимый для данных условий коэффициент связи k между контурами L_1C_1 и L_2C_2

$$k = \frac{F}{1{,}2 f_p} = \frac{9}{1{,}2 . 460} = 0{,}0163, \text{ или } 1{,}6\%.$$

Из формулы (19) находим:

$$Q_1Q_2 = \frac{2{,}9}{k^2} = \frac{2{,}9}{0{,}016} = \frac{2{,}9 \cdot 10^4}{2{,}56} = 11\,300.$$

Если контуры одинаковы, т. е. $Q_1 = Q_2$, то

$$Q = \sqrt{11\,300} = 106.$$

Критическая связь контуров с таким Q равна $k_{кр} \approx 0{,}0095 \approx \approx 1\%$.

Полагаем конденсаторы в контурах одинаковыми и равными $C_1 = C_2 = C = 200$ *пкф* каждый. Пользуясь известной формулой для резонансной частоты, найдем необходимые значения индуктивностей $L_1 = L_2 = L$ контуров:

$$L = \frac{25{,}2\ 10^6}{C_{пкф}\, f^2_{кгц}} = \frac{25{,}2 \cdot 10^6}{200 \cdot 460^2} = 0{,}605 \text{ мгн} = 605 \text{ мкгн}.$$

Так как коэффициент связи $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ и так как в нашем случае $L_1 = L_2 = L = 605$ *мкгн* и $k = 0,016$, то коэффициент взаимной индуктивности M будет равен:

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} = kL = 0,016 \cdot 605 = 9,7 \textit{ мкгн}.$$

Наконец, определим допустимое активное сопротивление в каждом контуре. Так как мы нашли, что добротность контуров должна быть равна $Q=106$ и так как $Q = \frac{\omega L}{R} =$ $= \frac{6,28 f_{кгц} L_{мгн}}{R}$, то

$$R = \frac{6,28 f_{кгц} L_{мгн}}{Q} = \frac{6,28 \cdot 460 \cdot 0,605}{106} = 16,5 \textit{ ом}.$$

Нужно отметить, что приведенный расчет является достаточно приближенным, определяющим только порядок величин, около которых нужно искать путем подборов или измерений истинных значений, определяющих настройку фильтра. Это объясняется тем, что в формулах нельзя учесть все факторы, имеющие место в действительности в данной обстановке, приемнике и влияющие на точность результатов подсчета. Например, во всех современных приемниках катушки индуктивностей делаются с магнитодиэлектрическими сердечниками для уменьшения габаритов приемника, для возможности легкой регулировки величины этой индуктивности и получения катушек с большим Q. В этом случае многое определяется родом и формой примененного магнитодиэлектрика и расчет, например, катушки становится достаточно сложным и приближенным. Удобнее исходить из имеющихся в продаже катушек с магнитодиэлектрическим сердечником и к ним подбирать все остальные величины. Катушки обоих настраивающихся контуров фильтра располагают обычно на одном каркасе и, меняя расстояние между ними, добиваются получения нужной величины связи между катушками взаимной индуктивностью M (см. порядок настройки контуров промежуточной частоты в брошюрах массовой радиобиблиотеки, например, Б. Н. Хитров, Всеволновой супер, и др.).

Мы рассмотрели случай полосового фильтра с настраивающимися контурами при наличии между ними индуктивной связи. Но иногда применяется и связь емкостная, т. е. вместо индуктивности $L_м$ на фиг. 46 включается емкость C. Поведение фильтра в этом случае остается таким же, как и при

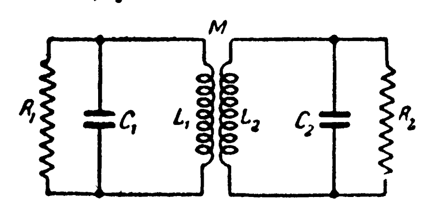
индуктивной связи, за исключением некоторых специфических особенностей, свойственных только емкостной связи.

Мы указывали в своем месте, что в случае индуктивной связи между контурами фильтра при подобранной ее величине для данной несущей частоты и полосы прозрачности эта полоса пропускания будет с увеличением несущей частоты расширяться и с уменьшением несущей — сужаться. В случае емкостной связи между контурами картина получается обратная, т. е. с увеличением несущей частоты полоса прозрачности сужается, а с уменьшением несущей—расширяется. Это объясняется тем, что сопротивление связи $\frac{1}{\omega C}$ с увеличением частоты уменьшается, связь становится слабее и потому меньше оказывает влияние на работу контуров и резонансные частоты f_{1p} и f_{3p} фильтрасближаются с собственной резонансной частотой f_p отдельных контуров Уменьшение емкости C при постоянной несущей частоте увеличивает связь между контурами и, следовательно, расширяет полосу прозрачности фильтра, раздвигая пики кривой резонанса и увеличивая провал ее между резонансными частотами. Увеличение C уменьшает связь и сужает полосу прозрачности, сближает пики кривой резонанса и выравнивает ее вершину. Таким образом, мы видим, что индуктивная связь расширяет полосу прозрачности фильтра при высоких частотах, а емкостная связь — при низких частотах. То, что емкостная связь расширяет полосу прозрачности фильтра в направлении низких частот диапазона, дает ей некоторое преимущество перед индуктивной связью, так как именно в области низких несущих частот желательна несколько большая ширина полосы прозрачности для равномерной передачи боковых частот модулированной волны.

Хотя в предыдущем изложении мы говорили преимущественно о работе полосового фильтра с настраивающимися контурами в применении его к промежуточной частоте супергетеродинных приемников, но все изложенное в полной мере относится и к настраивающимся усилителям высокой частоты, предшествующим смесителю в супере—так называемым *преселекторам* — и к настраивающимся усилителям высокой частоты приемников прямого усиления.

Мы рассмотрели полосовой фильтр с настраивающимися контурами в применении его в случае сравнительной узкой полосы прозрачности, когда эта полоса прозрачности составляет незначительный процент от несущей частоты (2—3%).

Но, например, в телевизионных установках полоса прозрачности составляет, наоборот, очень большой процент от промежуточной частоты (20—30%)[1]. Обеспечить в данном случае равномерное пропускание полосы частот с помощью обычных настраивающихся контуров иногда просто невозможно. В этом случае прибегают к умышленному уменьшению Q контуров с целью получения более плоской резонансной кривой. Для этой цели можно, например, нагрузить связанные контуры сопротивлениями R (фиг. 50). Эквивалентное $Q_э$ таких контуров равно $Q_э = Q_1 \frac{1}{1+\frac{Q_1}{Q_2}}$, где $Q_1 = \frac{R}{\omega L}$ и $Q_2 = Q$ этих контуров без нагрузочного сопротивления. Так как $Q_э$ в таких нагруженных контурах уменьшается, то, как видно из формулы (17), коэффициент связи $k_{кр}$ возрастает, а следовательно, увеличивается и полоса прозрачности F.



Фиг. 50. Полосовой фильтр с настраивающимися контурами для широкой полосы прозрачности.

Широкую полосу прозрачности можно обеспечить с помощью двухкаскадного полосового фильтра, комбинируя двухгорбую кривую с резонансной кривой простого одиночного контура. Это можно достигнуть, если в анодную цепь второй лампы на схеме фиг. 43 включить обычный контур, настроенный на промежуточную частоту. Анализ показывает, что особенно хорошие результаты в этом случае получаются, если контуры подобрать так, чтобы произведение ординат двухгорбой и одногорбой кривых имело одно и то же значение и при резонансной частоте $f_р$ и при резонансных частотах $f_{1р}$ и $f_{2р}$ (на горбах). Это условие обеспечивается, если

$$Q_3 = \frac{Q_1}{1+\frac{Q_1}{Q_2}},$$

где Q_1 и Q_2 относятся к связанным контурам, Q_3 — к одиночному контуру. Если $Q_1 = Q_2$, то Q_3 должно быть равно

[1] Промежуточная частота в телевизионных приемниках обычно равна 10—15 *мггц* при полосе пропускания 3—4 *мггц*.

0,5 от Q_1 (Q_2). Интересно указать, что при выполнении этого условия, изменяя связь между контурами в первой лампе, можно в широких пределах изменить полосу прозрачности, не изменяя при этом формы результирующей резонансной кривой схемы.

Не менее хороших результатов в смысле получения большой полосы прозрачности при подходящей форме резонансной кривой можно получить, если использовать два контура, несколько расстроенных друг относительно друга. В этом случае результирующая резонансная кривая (фиг. 51) получается (если $Q_1 = Q_2$) такая, как если бы мы имели обычную схему с настроенными на одну и ту же частоту связанными контурами, но коэффициент связи k между которыми увеличен до значения

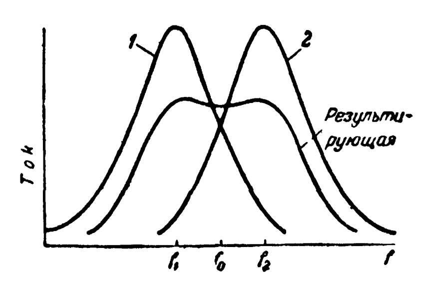
$$k_э = \sqrt{k^2 + \left(\frac{\Delta}{f_0}\right)^2},$$

где k — действительный коэффициент связи между контурами;

Δ — разность между резонансными частотами первого и второго контуров, т. е. $\Delta = f_1 - f_2$;

f_0 — средняя арифметическая частота между расстроенными контурами, т. е. $f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$.

Последний метод получения полосового фильтра дает лучшие результаты, если составить схему двухкаскадного усилителя и в анодные цепи его включить одиночные, нагруженные на сопротивления, но несколько расстроенные друг относительно друга контуры. Затраты на включение второй лампы компенсируются большим усилением на один каскад при одинаковой полосе пропускания, меньшей зависимостью работы схемы при замене ламп, простотой конструкции и настройки схемы.

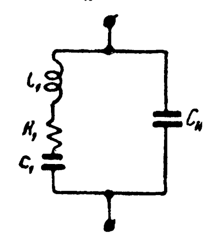


Фиг. 51. Резонансные кривые двух связанных контуров, расстроенных друг относительно друга.

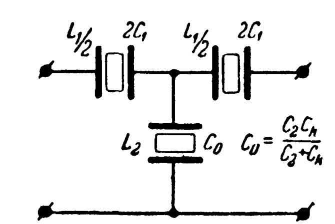
16. ПОНЯТИЕ О КВАРЦЕВЫХ ФИЛЬТРАХ

Рассмотренные выше схемы полосовых фильтров обеспечивают пропускание полосы частот, если эта полоса составляет не очень малый процент относительно средней частоты.

Но если, например, нужно передать полосу частот между $f_1 = 200$ *гц* и $f_2 = 2\,500$ *гц*, т. е. $F = 2\,300$ *гц*, при несущей частоте, скажем, 100 000 *гц*, то полоса прозрачности составляет в этом случае лишь $\frac{2\,300}{100\,000} = 0{,}23\%$. Обеспечить такое отношение, требующее контуров с очень большой добротностью, с помощью контуров, составленных из обычных конденсаторов и катушек, практически не удается. Тогда и прибегают к помощи кварца, обеспечивающего получение узкополосных фильтров с весьма крутыми скатами резонансной кривой. Объясняется это тем, что вырезанная надлежащим образом пластинка кварца эквивалентна с электрической точки зрения схеме, представленной на фиг. 53, где L_1 и C_1 — индуктивность и емкость, эквивалентные пластине кварца, а $C_к$ — емкость конденсатора, составленного пла-



Фиг. 52. Эквивалентная электрическая схема кварцевой пластинки.



Фиг. 53. Простейшая схема Т-образного кварцевого фильтра.

стинкой кварца с наложенными на нее электродами. C_1 составляет обычно доли пикофарады, а L — единицы генри. Следовательно, добротность этого контура $Q = \frac{\omega L}{R}$, где R — эквивалентные потери кварца (обычно очень небольшие), получается очень большой и измеряется тысячами и даже десятками тысяч.

Из фиг. 52 следует, что эквивалентная схема кварца имеет две резонансные частоты: одна определяется контуром L_1C_1 (последовательный резонанс) — $f_{1p} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}$, другая — контуром, составленным из параллельных ветвей L_1C_1 и $C_к$ (параллельный резонанс) — $f_{2p} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1\frac{C_1C_к}{C_1+C_к}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_0}}$,

где $C_0 = \frac{C_1 C_к}{C_1 + C_к}$. Полоса прозрачности кварца будет лежать между этими частотами. Можно показать, что отношение ширины полосы прозрачности к средней частоте f_0 между f_{1p} и f_{2p} зависит от отношения $\frac{C_1}{C_0}$. Если принять это отношение равным, как это обычно бывает, 100—150, то $\frac{\Delta F}{f_0}$ получается порядка 0,003—0,004, которое обеспечить с помощью контура, составленного из обычных катушек и конденсаторов, невозможно. Было установлено, что полосу прозрачности кварцевого фильтра можно менять в относительно больших пределах подключением к пластине кварца дополнительных индуктивностей и емкостей.

Одна из простых схем кварцевого фильтра Т-образного типа показана на фиг. 53. Пластинки должны быть так рассчитаны и так изготовлены, чтобы частота последовательного резонанса двух последовательно включенных пластинок была равна частоте параллельно включенной пластинки.

На этом мы и заканчиваем наше краткое рассмотрение вопроса о работе и элементарном расчете простейших электрических фильтров.

ПРИЛОЖЕНИЕ

График для расчета теоретических частотных характеристик фильтров

Для построения частотной характеристики (затухания) звена фильтра нужно определить для каждой частоты в полосе непропускания величину x и по ней из графика найти затухание β звена фильтра при выбранной частоте f. По найденным значениям β и f строят кривую затухания.

Формулы для определения x

1. Фильтр нижних частот

$$x = 2 \cdot \frac{f^2}{f_1^2} - 1$$

f — частота среза,
f_1 — выбранная частота.

2. Фильтр верхних частот

$$x = 2\frac{f_1^2}{f^2}$$

f_1 — частота среза,
f — выбранная частота.

3. Полосовой фильтр

$$x = \frac{2p}{(p-1)^2}\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) - 1;$$

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

$f_1 \cdot f_2$ — частоты среза.

$$p = \frac{f_2}{f_1}$$

f — выбранная частота.

4. Заграждающий фильтр

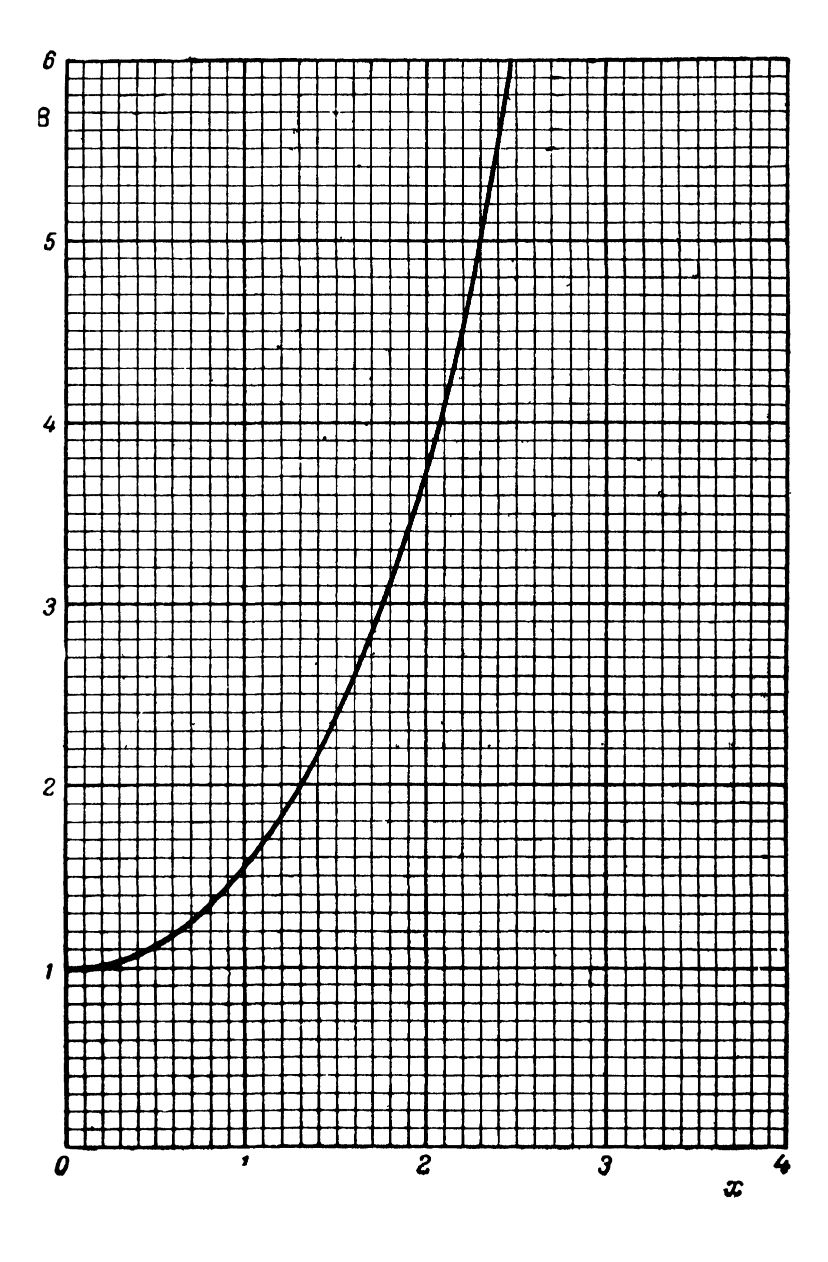
$$x = \frac{2p}{(p-1)^2} \cdot \frac{1}{\left(\frac{f_0}{f} - \frac{f}{f_0}\right)^2} - 1;$$

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$$

f_1 и f_2 — частоты среза.

$$p = \frac{f_2}{f_1}$$

f — выбранная частота.



6
B
5
4
3
2
1
0
1
2
3
4
x

СОДЕРЖАНИЕ

1. Введение 3
2. Фильтр нижних частот 16
3. Расчет фильтров нижних частот 21
4. Фильтр нижних частот в цепи выпрямителя 24
5. Фильтры верхних частот 31
6. Расчет фильтров верхних частот 35
7. Полосовые фильтры 37
8. Расчет полосовых фильтров 39
9. Заграждающие фильтры 41
10. Расчет заграждающих фильтров 42
11. Некоторые применения заграждающих фильтров 43
12. Фильтр из емкости и сопротивления 47
13. Общие применения фильтров 49
14. Полосовые фильтры с настраивающимися контурами 50
15. Расчет полосовых фильтров с настраивающимися контурами . . 61
16. Понятие о кварцевых фильтрах 67
Приложение 70

Таблица 3

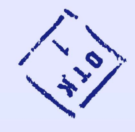
Конденсаторы электролитические типа СТ

Рабочее напряжение, *в*	Номинальная емкость, *мкф*	Рабочее напряжение, *в*	Номинальная емкость, *мкф*
	10	120	40
10	20	125	25
	30		35
	10	150	40
20	20	200	40
	30	250	5
30	10		10
	20	300	10
35	25	350	10
40	20		5
	50	450	10
50	10		16

Таблица 4

Предельные значения емкостей переменных конденсаторов, получивших наиболее широкое распространение в радиолюбительской практике

Тип конденсатора	$C_{макс}$, *пкф*	$C_{мин}$, *пкф*	Тип конденсатора	$C_{макс}$, *пкф*	$C_{мин}$, *пкф*
Одинарный (золоченый) завода им. Казицкого	600	15	От приемника „Москвич"	450	10
То же	250	9	„ „ „Салют"	500	17
То же	140	8	„ „ „Ленинград"	445	11
Одинарный (КП-8) Одесского завода .	465	14	„ „ „Рига" (Т-689)	500	
Сдвоенный и строенный Одесского завода КП-6, КП-7 .	460	11	„ „ ВЭФ-М-557	415	
От приемника ЦРЛ-10	440 }	11	„ „ „Родина" . .	450	10
„ „ СВД . .	360 }		„ „ „Урал 47" .	525	15
„ „ 6Н-1 . .	490	11	„ „ Электросигнал-2	490	11
„ „ „Рекорд"	500	17	„ „ РСИ-4 . . .	109	10
„ „ КИМ .	450	15	„ „ „Пионер" .	450	12
			„ „ 6Н-25 . . .	490	11
			„ „ 7Н-27 . . .	490	11



Цена 2 р. 25 к.